

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Výkonný zdroj pro LED s DC/DC
měničem**
**High power driver for LED with DC/DC
converter**

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Ondřej Gelnar

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T003 Aplikovaná elektronika

Téma:

Výkonný zdroj pro LED s DC/DC měničem
High Power Driver for LED With DC/DC Converter

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte teoretický rozbor můstkových zapojení DC/DC měničů pro automobilový průmysl.
2. Navrhněte zapojení vybraných měničových topologií od firem Infineon Technologies (TLD5190), Texas instruments (LM5175) a Maxim integrated (MAX25600) pro řízení výkonné LED s maximálním proudovým zatížením 6A.
3. Prototypy navržených topologií realizujte, měřením ověřte jejich funkci a následně je otestujte.
4. Srovnajte získané experimentální výsledky, specifikujte výhody a nevýhody realizovaných topologií.

Seznam doporučené odborné literatury:

1. Krejčířík, A. DC/DC měniče. 1. vyd. Praha: BEN, 2001, 111 s. ISBN 80-7300-045-8
2. Gacio, David & Calleja, Antonio & Garcia, Jorge & Ribas, J & Rico-Secades, M. (2008). Suitable Switching Converter Topologies for Automotive Signal Lamps and Headlamps Using Power LEDs. 1 - 7. 10.1109/08IAS.2008.258.

Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Aleš Havel, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2018

Datum odevzdání: 30.04.2019

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení:

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne: 30.4.2019


.....
Ondřej Gelnar

Poděkování:

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce, panu Ing. Aleši Havlovi, Ph.D. a kolegovi Ing. Tomáši Teskovi za odborné vedení a poskytnutí cenných rad týkajících se mé diplomové práce.

Abstrakt

Hlavním cílem této diplomové práce je vyvinout napájecí zdroj pro výkonovou LED. Budou navrženy tři varianty spínaného zdroje s různou topologií tak, aby alespoň jedna z nich mohla být vybrána pro použití ve světlometu. Kritéria výběru pro použití jsou vysoká účinnost, rychlost vypínání a zapínání LED nebo množství vyzařovaného elektromagnetického rušení. Přínos diplomové práce spočívá v realizaci spínaných zdrojů, při použití moderních integrovaných obvodů. Práce je rozdělena do tří hlavních částí. V první části je popsána teorie k pochopení problematiky a základních principů v oblasti spínaných zdrojů. Ve druhé části je detailně popsán postup návrhu každého napájecího zdroje. Ve třetí části jsou všechny tři napájecí zdroje fyzicky realizovány, změřeny a porovnány.

Klíčová slova

BUCK, BOOST, BUCK-BOOST, H můstek, Matrix, Pixel, EMC, LED, spínaný zdroj, napájecí zdroj, měnič.

Abstract

The aim of diploma thesis is development of power supply for high power LED. Three variants of DC/DC convertor with different topologies will be designed. At least one of them will be prepared for usage in automotive lighting industry. Selection of suitable power supply will be based on power efficiency, fast switching ability and electromagnetic compatibility. Benefit of the thesis is usage of modern integrated circuits for power supply implementation. Document contains three main parts. First includes explanation of technical principles in field of DC/DC convertors, second is showing exact steps of circuit designing. Third part is showing measurement and comparison of realized power supplies.

Key Words

BUCK, BOOST, BUCK-BOOST, DC/DC, convertor, H bridge, Matrix, Pixel, EMC, LED, switching, power supply.

Seznam použitých symbolů a zkratek:

Symbol	Význam	Jednotka
A_{CS}	Zesílení snímacího zesilovače	[-]
C	Kapacita kondenzátoru	[F]
C_{BST}	Kapacita bootstrap kondenzátoru	[F]
C_C	Bipolární kondenzátor	[F]
C_{DITH}	Kondenzátor nastavující rozmítání frekvence	[F]
C_{GS}	Vstupní kapacita tranzistoru	[F]
C_{IN}	Vstupní kondenzátor	[F]
C_{OFF}	Kondenzátor pro nastavení spínací frekvence	[F]
C_{OUT}	Výstupní kondenzátor	[F]
C_{SLOPE}	Kondenzátor pro nastavení kompenzací sklonu	[F]
C_{SS}	Soft start kondenzátor	[F]
D	Činitel plnění	[%]
f_{bw}	Pracovní šířka pásma spínaného měniče	[Hz]
f_{MOD}	Modulační frekvence	[Hz]
f_p	Frekvence pólu	[Hz]
f_{sw}	Spínací frekvence	[Hz]
g_m	Transkonduktance	[S]
$I_{C-HBRIDGE}$	Maximální zvlnění proudu	[A]
I_D	Proud tranzistoru	[A]
I_G	Proud gate tranzistoru	[A]
$I_{HBRIDGE}$	Proud H můstku	[A]
I_l	Proud procházející cívkou	[A]
I_{LED}	Proud na LED	[A]
I_{OUT}	Výstupní proud	[A]
I_{SLOPE}	Pilový proudový zdroj	[A]
$L_{HBRIDGE}$	Indukčnost cívky v H můstku	[H]
L_{OUT}	Indukčnost výstupní cívky	[H]
$P_{HBRIDGE}$	Výkon H můstku	[W]
P_{LED}	Výkon na LED	[W]
P_{RCS}	Výkon na snímacím rezistoru	[W]
P_{RSNS}	Výkon na snímacím rezistoru	[W]
R_{COMP}	Rezistor k nastavení kompenzace	[Ω]
R_{CS}	Snímací rezistor	[Ω]

Symbol	Význam	Jednotka
R_{DS}	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu	[Ω]
R_{FB}	Rezistor nastavující výstupní napětí	[Ω]
R_{LED}	Dynamický odpor LED	[Ω]
R_{OFF}	Rezistor nastavující spínací frekvence	[Ω]
R_{RT}	Rezistor nastavující spínací frekvenci	[Ω]
R_{SLOPE}	Rezistor kompenzace sklonu	[Ω]
R_{SNS}	Snímací rezistor	[Ω]
R_{UVLO}	Rezistor zajišťující ochranu proti podpětí	[Ω]
t	Čas	[s]
t_f	Doba sestupné hrany	[s]
t_r	Doba nástupné hrany	[s]
t_w	Doba trvání vypnutí LED	[s]

Zkratka	Význam
AV	průměrná hodnota rušení
DLP	Zpracování digitálního světla (Digital light processing)
DMD	Digitální mikro zrcadlové zařízení (Digital micromirror device)
EMC	Elektromagnetická kompatibilita (Electromagnetic compatibility)
LDO	Napěťový lineární regulátor (Low dropout regulator)
LED	Světlo vyzařující dioda (Light emitting diode)
MOSFET	Tranzistor řízený elektrickým polem z polovodičů na bázi oxidu kovů (Metal oxide semiconductor field effect transistor)
PK	špičková hodnota rušení

Obsah

ÚVOD.....	10
1. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY ZDROJŮ PRO LED SVĚTLOMETY	12
1.1. PRINCIP FUNKCE SPÍNANÉHO ZDROJE	12
1.2. ZÁKLADNÍ TOPOLOGIE SPÍNANÝCH ZDROJŮ	13
1.2.1. Snižující měnič (BUCK).....	14
1.2.2. Zvyšující měnič (BOOST).....	15
1.2.3. Poloviční H můstek (Half H Bridge)	17
1.2.4. H můstek (H bridge).....	19
1.3. DOPLŇUJÍCÍ OBVODY POUŽÍVANÉ VE SPÍNANÝCH ZDROJÍCH	23
1.3.1. Nábojová pumpa ("Bootstrap").....	23
1.3.2. Chybový zesilovač ("Error Amplifier")	25
1.3.3. Kompenzace sklonu ("Compensation Slope").....	26
2. NÁVRH A POPIS REALIZOVANÝCH MĚNIČOVÝCH STRUKTUR	28
2.1. POŽADAVKY POTŘEBNÉ K NÁVRHU.....	28
2.2. VÝBĚR ŘÍDÍCÍHO OBVODU NAPÁJECÍHO ZDROJE PRO DMD LED	30
2.3. NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE LM5175 A LM3409.....	31
2.4. NÁVRH NAPÁJECÍHO ZDROJE MAX25600	39
2.5. NÁVRH MĚNIČE MAX25601	44
3. OŽIVENÍ NAVRŽENÝCH NAPÁJECÍCH ZDROJŮ A JEJICH MĚŘENÍ	49
3.1. NAPÁJECÍ ZDROJ S LM5175 A LM3409	51
3.1.1 Měření proudu a napětí LED	51
3.1.2 Měření proudu cívku.....	52
3.1.3 Měření rychlosti vypínání LED	55
3.1.4 Měření účinnosti	56
3.1.5 Měření množství vyzařovaného rušení	57
3.2. NAPÁJECÍ ZDROJ S MAX25600.....	57
3.2.1 Měření proudu a napětí LED	58
3.2.2 Měření proudu cívku.....	59
3.2.3 Měření rychlosti vypínání LED	61
3.2.4 Měření účinnosti	62
3.2.5 Měření množství vyzařovaného rušení	63
3.3. NAPÁJECÍ ZDROJ S MAX25601.....	64
3.3.1 Měření proudu a napětí LED	65

3.3.2 Měření proudu cívkou.....	65
3.3.3 Měření rychlosti vypínání LED	67
3.2.4 Měření účinnosti	68
3.3.5 Měření množství vyzařovaného rušení	69
4. VYHODNOCENÍ	70
5. ZÁVĚR.....	71
6. SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	72
7. SEZNAM PŘÍLOH	73

Úvod

V oblasti výkonové elektroniky, zejména v případě napájecích zdrojů, jsou spínané zdroje už dlouhou dobu velmi populární. Proti lineárním regulátorům mají nesporné výhody, jako například vysokou výkonovou účinnost a s tím spojenou menší hmotnost nebo kompaktnější rozměry. Nevýhodou je většinou vyšší cena součástek a složitější návrh. Lineární regulátory jsou snadno použitelné v aplikacích s nízkými proudy. Neposkytují však takovou variabilitu jako spínané zdroje, protože napětí mohou pouze snižovat a výkonové ztráty jsou značné. Vysoké výkonové účinnosti u spínaných zdrojů lze dosáhnout bez ohledu na úroveň vstupního nebo výstupního napětí a proto se nabízí také možnost použití spínaných zdrojů v elektromobilech a v systémech s napětím 12, 24 nebo 42 V [1].

Technologický pokrok v posledních letech umožnil vysoký nárůst světelného výkonu LED a díky tomu překonávají svou svítivostí dokonce i xenonové výbojky. Tato vlastnost je velmi lákavá pro využití v automobilovém průmyslu, zejména ve světlometech. Ty však bývají umístěné v motorovém prostoru, takže jsou vystavovány vysokým teplotám. Spolu s dalšími náročnými požadavky automobilového průmyslu mnohdy nezbyvá jiná možnost než využít právě LED v kombinaci se spínaným zdrojem.

Světelné zdroje se v automobilovém průmyslu vyvíjí už od dob, kdy se začaly k osvětlení používat obyčejné svíčky. Nyní se v automobilech používají obvykle tyto světelné zdroje:

Halogenové žárovky

Jedná se zatím o nejjednodušší a nejrozšířenější druh světelného zdroje v automobilovém průmyslu. Výhodou světlometu s těmito žárovkami je nízká cena a snadná údržba, kdy si uživatel dokáže vyměnit nefunkční žárovku bez servisního zásahu. Nevýhodou tohoto řešení je malý světelný tok pro osvětlení silnice a velká spotřeba elektrické energie. Kvůli tomu se postupně přechází na jiné světelné zdroje, a je jen otázkou času, kdy použití halogenových žárovek přestane být výhodné.

Xenonové výbojky

Ve srovnání s halogenovými žárovkami mají nesrovnatelně větší světelný výkon. Jas je o tolik vyšší, že vyžadují automatickou regulaci výšky světlometů, aby nedocházelo k nepříjemnému oslnění protijedoucích vozidel. Největší nevýhodou výbojek je cena měniče na vysoké napětí, což má vliv na cenu celého světlometu. Výměna prasklé výbojky je možná pouze v odborném servise kvůli přítomnosti vysokého napětí, obsahu nebezpečné rtuti a vysokému tlaku ve výbojce, která při neopatrném zacházení může explodovat.

Laserové moduly

Tento světelný zdroj se ve světlometech využívá jen u funkce dálkových světel. Jednoznačnou výhodou je světelný výkon, dokonce vyšší než v případě výbojky. Dosvit dálkových světel v tomto případě může dosahovat vzdálenosti i jednoho kilometru. Nicméně má také několik nevýhod. Laserový modul funguje tak, že modrý laserový paprsek prosvítí čočku s luminoforem obsahující bílý fosfor, čímž vytváří svazek bílého světla. Z bezpečnostních důvodů světlomet s laserem musí obsahovat detekci úniku paprsku v případě nehody, což je technologicky velice obtížné. Při výrobě, opravě nebo likvidaci světlometu musí být zajištěna evidence každého modulu, aby se nemohl dostat do neoprávněných rukou. Rozsvícení rozbitého modulu bez luminoforu může vážně poškodit zrak.

LED

Světlomety s technologií LED mají nejnadějnější budoucnost ze všech výše zmíněných světelných zdrojů. Rozmanitost jejich použití je obrovská, nabízí se použití v kombinaci s reflektorem i v projekčních čočkách nebo také v moderních systémech nazývaných "Matrix", "Pixel", nebo nejnověji i DLP modulu umístěném uvnitř světlometu.

Systém "Matrix" je tvořen řadou LED ovládaných tak, aby bylo možné zhasínat svislé pruhy podle toho, kde se zrovna nachází protijedoucí vozidlo nebo chodec. Tyto pruhy, správně označovány jako segmenty, jsou řízeny na základě pokynů z řídicí jednotky, která získává informace o objektech z kamery. Podobně funguje také systém "pixel", který zpravidla obsahuje vyšší počet segmentů než systém "Matrix" a ty jsou uspořádány v matici. Cílem obou systémů je zvýšit bezpečnost, ale také komfort při řízení, protože segmenty jsou řízeny plně automaticky a řidič nemusí hlídat zapínání a vypínání dálkového světla podle situace na silnici.

Vrcholem současného vývoje je světlomet s DMD modulem. Využívá známou technologii DLP ("Digital Light Processing"), používanou v projektorech. Hlavní částí DMD modulu je DMD čip ("Digital Micromirror Device"), který na ploše menší než 1x2 cm obsahuje přibližně 1 300 000 zrcátek v rozlišení 1152x576 pixelů. Každé z těchto zrcátek lze mechanicky naklápět do dvou poloh. Díky této schopnosti a doplnění DMD čipu o optickou sestavu a světelný zdroj, lze světlo dopadající v určitém úhlu nasměrovat buď do absorpční plochy, která světlo pohltí, nebo přes projekční optiku ven z DMD modulu například na silnici. Překlápění jednotlivých zrcátek probíhá ve vysoké rychlosti, proto lze regulovat také množství odraženého světla, které oko vnímá jako odstíny šedé barvy. Největším přínosem DMD modulu je zhasínání segmentů ve vysokém rozlišení, takže umožňuje vystínovat i ty nejmenší objekty před vozidlem. Doplnujícími funkcemi systému je i promítání objektů, například šipek, přímo na silnici.

DMD čip vyžaduje bodový světelný zdroj, kterým může být například výkonová LED. Cílem této práce je vyvinout napájecí zdroj pro tuto LED. Napájecí zdroj musí být navržen tak, aby splnil funkční požadavky DMD modulu a zároveň aby vyhověl použití ve světlometu. Při návrhu musí být respektovány požadavky vyplývající z optického systému DMD modulu a požadavky zákazníka. Všechny požadavky potřebné pro návrh elektronického zdroje budou uvedeny v samostatné kapitole (kapitola 2.1.)

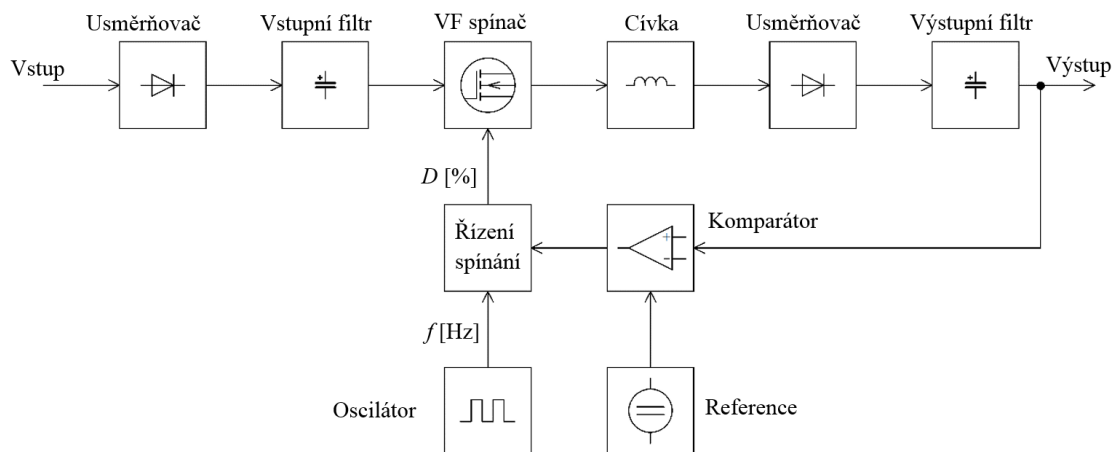
1. Současný stav problematiky zdrojů pro LED světlomety

1.1. Princip funkce spínaného zdroje

Obecný princip funkce spínaného zdroje spočívá v přeměně stejnosměrného napětí jedné hodnoty na stejnosměrné napětí jiné hodnoty. Spínáním stejnosměrného napětí vzniká napětí s obdélníkovým průběhem. Po připojení takového napětí na vývody cívky vzniká v důsledku proměnlivého elektrického pole okolo cívky pole magnetické. Důvod přeměny elektrické energie na magnetickou je ten, že magnetické pole zůstává v okolí cívky zachováno i po odpojení elektrické energie. Magnetická energie uložená v cívce pak může být přeměněna zpět na elektrickou energii s jinou hodnotou napětí, než bylo to původní.

Někdy je nutné jako zdroj energie využít napětí ze střídavé sítě, proto se před spínaný zdroj zařazuje usměrňovací prvek, který střídavé napětí přemění na stejnosměrné.

Spínaný napájecí zdroj můžeme popsat jako systém skládající se z několika základních bloků. Vstupní filtr vytváří stabilní stejnosměrné napětí, nezbytné pro správnou funkci samotného spínaného zdroje. Další čtyři bloky utváří řetězec charakteristický pro všechny spínané zdroje. Jejich pořadí v řetězci i provedení bývá různé. Díky tomu existuje několik topologií spínaných zdrojů. Řetězec tvoří spínací prvek, indukčnost (například cívka nebo transformátor), usměrňovač a výstupní filtr. Zbývající bloky tvoří zpětnovazební smyčku, která na základě informace o výstupní veličině řídí spínání vysokofrekvenčního spínače. Řízení spočívá ve vypínání a zapínání spínače v různém poměru. Veličina, která určuje hodnotu poměru mezi časem zapnutí a časem vypnutí, se jmenuje činitel plnění D [%]. Při realizaci spínaných zdrojů se nejčastěji používají polovodičové prvky, které poskytují příznivé parametry při současném zajištění vysoké spolehlivosti. [2].



Obr. 1.1. Blokové schéma obecného spínaného zdroje.

Klíčové součásti spínaného zdroje

- Vysokofrekvenční spínač: může být libovolný spínací prvek, nejčastěji se používá unipolární tranzistor MOSFET a to kvůli jeho přijatelné ceně a malému odporu v sepnutém stavu R_{DS} .
- Indukčnost: nejčastěji se používají cívky, které ukládají energii ve formě magnetického náboje. Můžou se používat i transformátory, které umožňují galvanické oddělení výstupního obvodu od vstupního.
- Usměrňovač: nejčastěji se používají usměrňovací křemíkové nebo Schottkyho diody. V náročnějších aplikacích mohou být diody nahrazeny unipolárními tranzistory pracujícími jako diody. Výhodou je zlepšení účinnosti, která však nemusí být pravidlem.
- Výstupní filtr: redukuje zvlnění způsobené spínáním cívky na požadovanou úroveň. Velké zvlnění bývá s ohledem na vznikající elektromagnetické rušení nežádoucí.

Každý spínaný zdroj pro svou funkci vyžaduje ještě další pomocné obvody, které doplňují spínaný zdroj a vytvářejí tak komplexní systém, který má za úkol plnit veškeré stanovené požadavky. Jsou to například obvody pro měření výstupní veličiny, napěťové reference, kompenzační obvody, nábojové pumpy, ochranné obvody.

1.2. Základní topologie spínaných zdrojů

Existují spínané zdroje s transformátorem, které umožňují galvanické oddělení připojeného obvodu od napájecího zdroje. Uvnitř světlometu však není galvanické oddělení potřebné. Zároveň jsou transformátory kvůli většímu jádru cívky a dvěma vinutím poměrně drahé, proto se nejčastěji vyrábí spínané zdroje s jednou cívkou. Napájecí zdroj je možno rozdělit na:

- Jednočinné: Proud, který prochází transformátorem nebo cívkou se uzavírá pomocí diody. Předností tohoto zapojení je to, že řízení spínacího prvku je jednoduché. Nevýhodou přináší použití diody, která má velký úbytek a snižuje tak účinnost. Zároveň nedovoluje řízení velkých výkonů, kvůli omezenému rozsahu proudové zatížitelnosti diod.
- Dvojčinné: Jednočinné topologie lze jednoduše měnit na dvojčinné spínané zdroje, které místo usměrňovací diody používají další spínací prvek, nejčastěji tranzistor. Obvykle se nazývají synchronní spínané zdroje, protože spínací prvky musí být řízeny v přesné návaznosti. Výhodou tohoto zapojení je vyšší výkonová účinnost, měniče dosahují vyšších výkonů. Pořizovací cena je ovšem také vyšší.

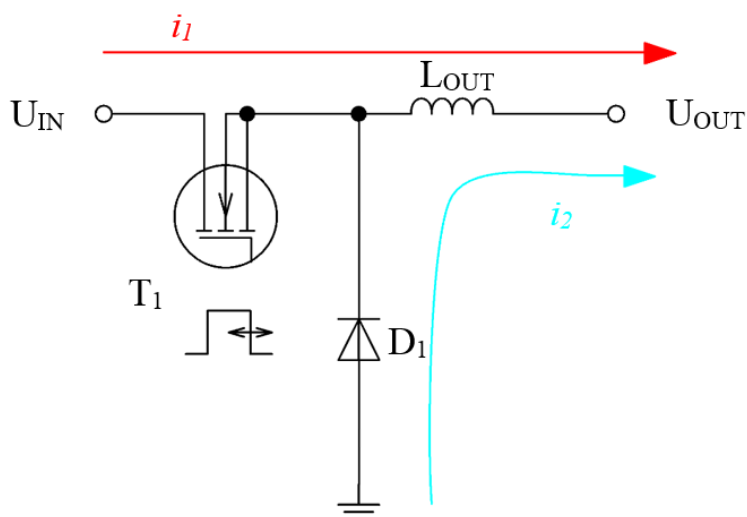
Rozdělení spínaných zdrojů podle použitých prvků:

- 1) Jednočinné zapojení s transformátorem:
 - Propustný měnič (FORWARD)
 - Blokující měnič (FLYBACK)
 - Rezonanční měnič
- 2) Jednočinné zapojení bez transformátoru:
 - Snižující měnič (BUCK)
 - Zvyšující měnič (BOOST)
- 3) Dvojčinné zapojení bez transformátoru:
 - Poloviční most (HALF-BRIDGE)
 - Plný most (FULL-BRIDGE)

Existují i další topologie jako je SEPIC, CUK, ZETA nebo PUSH-PULL, které jsou však svým principem odvozené od výše uvedených typů spínaných zdrojů. V závislosti na aplikaci tyto topologie umožňují využití některých výhodnějších vlastností, kterými může být například vyšší účinnost, menší zvlnění výstupního napětí, ale za cenu využití dražších komponentů [2].

1.2.1. Snížující měnič (BUCK)

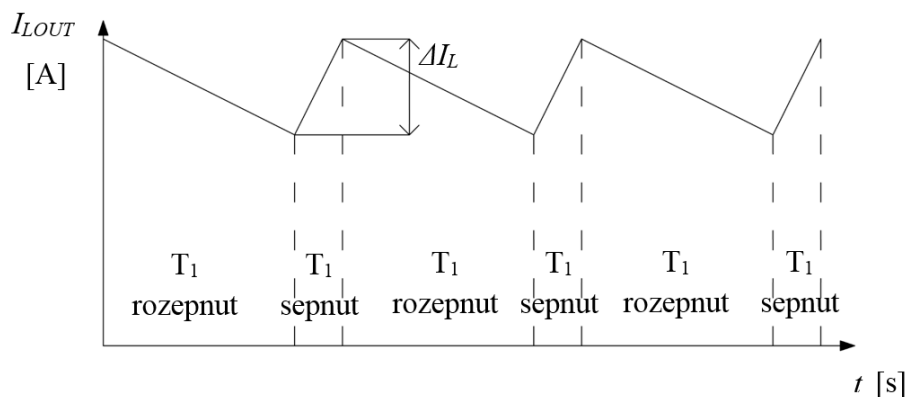
Jak z názvu vyplývá, tento měnič lze použít pouze ke snižování vstupního napětí na napětí nižší. V praxi to znamená, že napětí na připojené zátěži nedokáže dosáhnout hodnoty vyšší než je vstupní napětí. Při návrhu spínaného zdroje je nutné počítat i s dalšími úbytky napětí vzniklých ve vstupním obvodu a komponentech spínaného zdroje.



Obr. 1.2. Základní schéma snížujícího měniče.

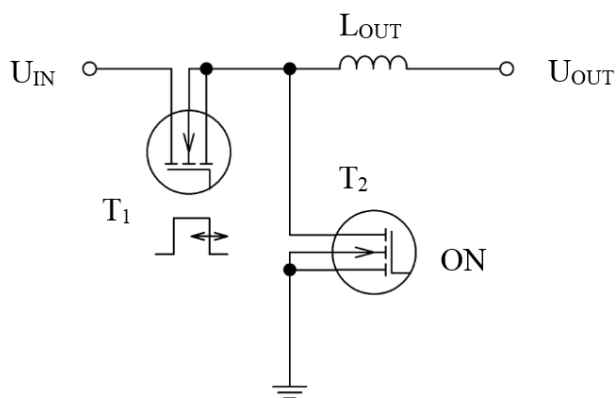
Při sepnutí tranzistoru T_1 se připojí vstupní napětí U_{IN} přímo na vývod cívky a díky tomu začne cívku protékat proud, který teče dále do zátěže a zpět do zdroje. Připojení konstantního napětí na cívku způsobí lineární růst proudu a cívka se nabíjí. Narůstání proudu a nabíjení cívky trvá, dokud nevypne tranzistor T_1 . Poté se proud cívku, který teče stále do zátěže, uzavírá přes

usměrňovací diodu. Během vypnutí tranzistoru proud cívku lineárně klesá, stejně jako množství energie uložené v cívce. Vybíjení trvá až do dalšího otevření tranzistoru T_1 . Tento proces nabíjení a vybíjení cívky je vidět v obrázku 1.3. Součet časů nabíjení a vybíjení cívky tvoří periodu spínacího cyklu, který se definuje pomocí nastavení spínací frekvence f_{SW} . Růst a klesání proudu cívku způsobuje zvlnění, jehož velikost se označuje jako ΔI_L [2].



Obr. 1.3. Průběh proudu cívku snižujícího měniče.

Nahrazením diody D_1 tranzistorem T_2 (obrázek 1.4) lze z jednočinného snižujícího měniče vytvořit dvojčinný snižující měnič. Výhodou této úpravy je menší úbytek napětí na tranzistoru, který může zlepšit celkovou výkonovou účinnost spínaného zdroje, ale řídicí obvod musí být schopný oba tranzistory synchronně ovládat [2].



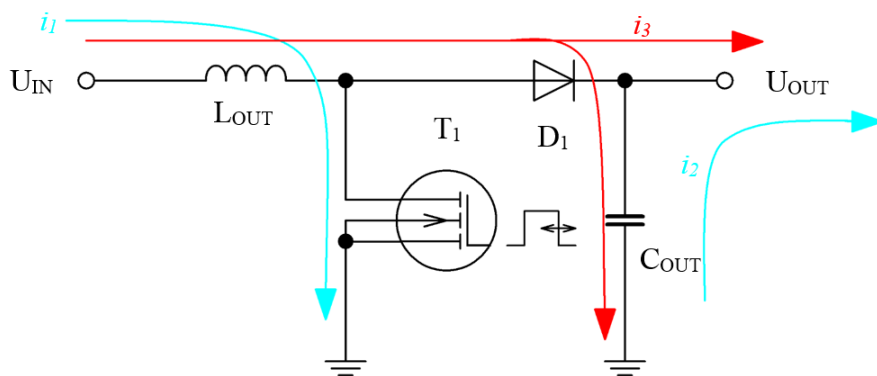
Obr. 1.4. Základní schéma snižujícího měniče upraveného na poloviční H můstek.

1.2.2. Zvyšující měnič (BOOST)

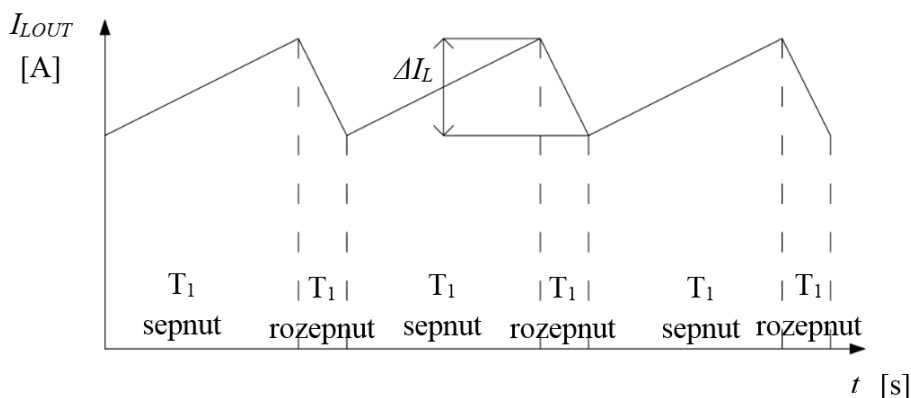
Tento měnič se používá ke změně vstupního napětí na napětí vyšší. To umožňuje připojení zátěže, která vyžaduje vyšší napětí než je napětí zdroje. V automobilovém průmyslu lze bateriové napětí zvyšovat až na hodnotu bezpečného napětí do 60 V. Sepnutím tranzistoru T_1 začíná cívku protékat do země proud, který narůstá lineárně a cívka se nabíjí.

Měnič se řídí pomocí změny činitele plnění o neměnné frekvenci. Při sepnutí tranzistorů začne proud i_1 procházet ze vstupního kladného pinu zdroje do cívky a přes tranzistor zpátky do záporné svorky napájecího zdroje neboli země, viz obrázek 1.5. Cívka se začne nabíjet s lineárně rostoucím proudem. Ve stejném cyklu, kdy je tranzistor sepnutý, teče do zátěže pouze proud i_2

vybíjejícího se kondenzátoru C_{OUT} . Při rozeptnutí tranzistoru začne za cívku narůstat napětí až k hodnotě napětí na výstupním kondenzátoru C_{OUT} . Poté se sepne dioda a proud i_3 začne protékat směrem do zátěže a výstupního kondenzátoru, který se začne dobíjet. Proud průchodem cívku lineárně klesá, viz obrázek 1.16. Rozkmitu nabíjecího a vybíjecího proudu cívky říkáme zvlnění, které závisí na velikosti vstupního napětí, indukčnosti cívky a době sepnutí tranzistoru. Cyklus spínání a rozeptávání se neustále opakuje, jeho dobu trvání určuje spínací frekvenci. Při sepnutém tranzistoru proud i_2 teče z výstupního kondenzátoru a vybíjí do zátěže. Tranzistor i dioda musí být dimenzovány tak, aby mohly opakovaně a spolehlivě zvládat rychlé změny proudů. Ve srovnání s propustným nebo blokujícím měničem má zvyšující měnič společnou zem.

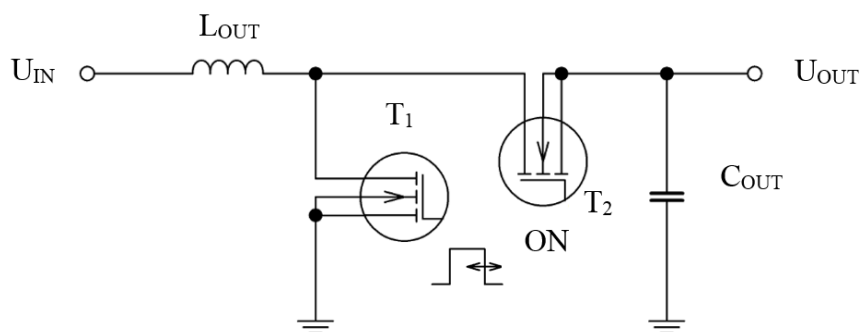


Obr. 1.5. Základní schéma zvyšujícího měniče.



Obr. 1.6. Průběh proudu cívku zvyšujícího měniče.

Jednoduchou úpravou schématu lze ze snižujícího měniče udělat dvojčinný, neboli synchronní, zvyšující měnič. Dioda je nahrazena spínacím tranzistorem a z jednočinného zapojení vznikne dvojčinné, viz obrázek 1.7.

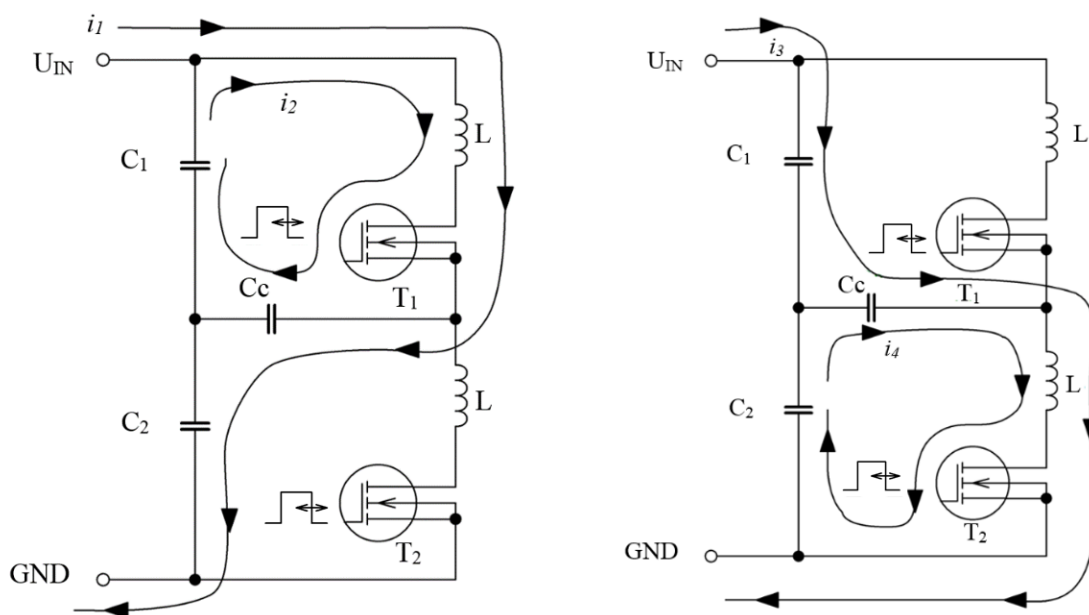


Obr. 1.7. Základní schéma dvojčinného zvyšujícího měniče.

1.2.3. Poloviční H můstek (Half H Bridge)

Vývojem měničů v podobě můstku vznikla velká řada různých zapojení podle uspořádání jednotlivých tranzistorů a transformátorů. Z důvodu nižší ceny použitých tranzistorů a jednoduchosti zapojení se používají poloviční H můstky. Pro správnou funkci je polovina můstku tvořena kondenzátory a druhá je tvořena tranzistory. Jako každé zapojení, tak i toto má spoustu různých variant a konfigurací jednotlivých bloků. Na obrázku 1.8 je poloviční můstek zapojený s transformátorem sériově k oběma tranzistorům. Mezi kondenzátorovou a tranzistorovou polovinou můstku je umístěn bipolární kondenzátor s velkou kapacitou C_c . Obrovskou výhodou polovičních můstků je částečné pokrytí impulzních proudů nabíjecími a vybíjecími proudy při spínání tranzistorů pomocí kondenzátorů C_1 a C_2 . Vstupní zdroj stejnosměrného napětí U_{in} v tomto případě není tak moc zatěžovaný. Tranzistory T_1 a T_2 musí být buzeny v proti fázi. Sepnutí obou tranzistorů najednou má destrukční následky [2].

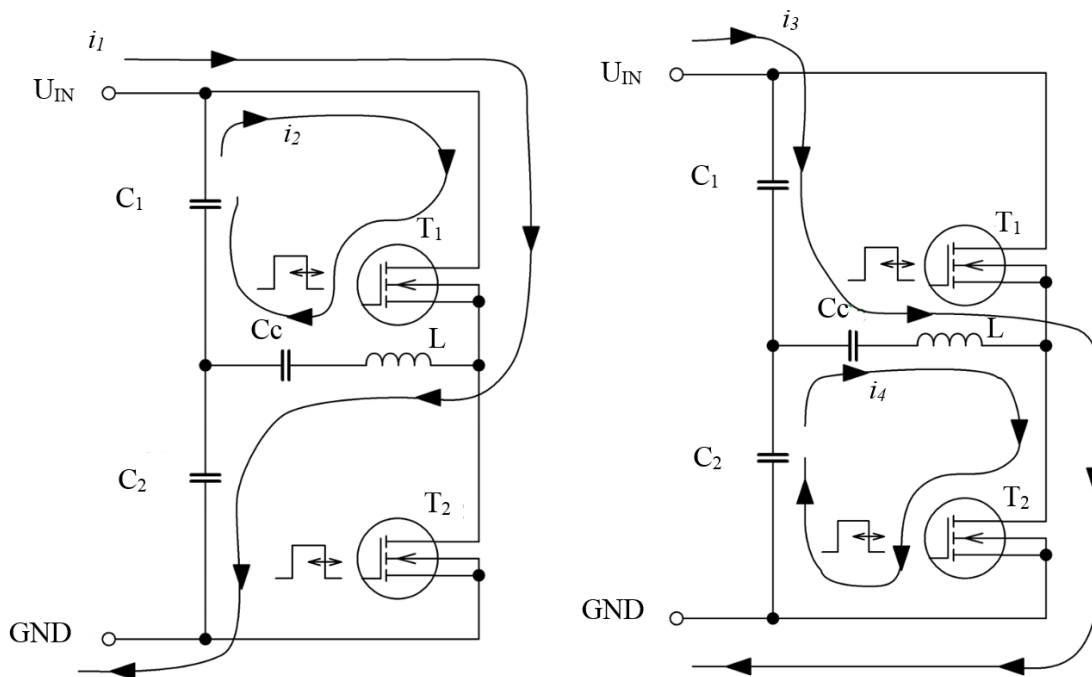
Při sepnutí tranzistoru T_1 za předpokladu nabitého kondenzátoru C_1 a vybitého kondenzátoru C_2 teče proud i_1 z kladného pólu napájecího zdroje U_{in} přes primární vinutí transformátoru L , tranzistor T_1 , přes kondenzátor C_c a přes kondenzátor C_2 do země napájecího zdroje. V případě, že by se jednalo o ideální zdroj napětí U_{in} , pak by se veškerý proud dodával pouze z tohoto zdroje. V reálných podmínkách je finančně nevýhodné takový zdroj sestavit (zvyšováním zátěžového proudu se napětí zdroje snižuje). Proto proud i_1 pomáhá dodávat také kondenzátor C_1 , kde se sečte s proudem i_2 . Současně proud i_1 nabíjí kondenzátor C_2 , napětí mezi kondenzátory C_1 a C_2 roste. Díky tomu může C_1 dodat další proud i_1 . Při ukončení doby sepnutí tranzistoru T_1 je kondenzátor C_1 téměř vybitý a kondenzátor C_2 zcela nabitý [2].



Obr. 1.8. Schéma polovičního H můstku – Cívka sériově připojena k tranzistorům

Stejný proces funguje i při sepnutí druhého tranzistoru T_2 . Proud i_3 teče ze zdroje U_{in} přes kondenzátor C_1 , přes kondenzátor C_c , primární vinutí transformátoru a tranzistor T_2 zpátky do zdroje U_{in} . Stejně jako v předchozím případě se nabíjí kondenzátor C_1 a vybíjí kondenzátor C_2 pomocí proudu i_4 , který se přičte k proudu i_3 zobrazený na obrázku 1.8. Mezi kondenzátory C_1 a C_2 napětí klesá. Na konci sepnutého stavu tranzistoru T_2 je kondenzátor C_2 téměř vybitý a kondenzátor C_1 je zcela nabitý. Kapacita kondenzátoru C_c musí být dostatečně velká, aby nebyly zbytečné ztráty způsobené přebíjením. Nelze využít obyčejný elektrolytický kondenzátor, protože se na něm vyskytují obě polarita napětí a proto se musí použít bipolární elektrolytický kondenzátor [2].

Úpravou zapojení na obrázku 1.9 lze dosáhnout snížení počtu primárních vinutí. Pouze jedno primární vinutí je zapojeno sériově s kondenzátorem C_c mezi kondenzátorovou část a tranzistorovou část polovičního můstku. Stejně jako u předchozího zapojení, tak i zde jsou využity kondenzátory C_1 a C_2 s totožnou funkcí. Činitel plnění se nemůže blížit k 100%, protože by mohla nastat s různou tolerancí součástek situace taková, že by nějakou dobu mohl procházet proud oběma tranzistory T_1 a T_2 zároveň. V této situaci by docházelo ke zkratování zdroje a je jenom otázkou výběru komponentů, jestli by se spálily tranzistory nebo vstupní zdroj [2].



Obr. 1.9. Schéma polovičního H můstku – sériově připojená cívka ke kondenzátoru C_c .

1.2.4. H můstek (H bridge)

Napětí v palubní síti automobilu se během provozu může měnit v závislosti na provozních podmínkách. V případě vybité baterie může napětí při startování klesnout i pod 9 V. V opačném případě při plném nabití může alternátor do sítě dodávat napětí až 16 V. Při použití LED s charakteristickým provozním napětím například 12 voltů je vhodným řešením kombinace zvyšujícího měniče se snižujícím měničem.

Spínaný zdroj v topologii H můstek obsahuje 4 polovodičové spínací prvky a jednu cívku. Tento topologický název vznikl na základě jeho schématického uspořádání zapojení na obrázku 1.10. Zapojení pracuje ve třech funkčních režimech. První režim se nazývá BUCK a nastane v případě, že je výstupní napětí menší než vstupní napětí. Druhý mód nastane v opačném případě, a to když je výstupní napětí větší než vstupní. Tomuto módu se říká BOOST. V případě, že se vstupní napětí bude blížit výstupnímu napětí, nastane režim BUCK-BOOST, který je kombinací výše zmíněných módů.

Podle tohoto můstkového zapojení měniče lze libovolně řízením tranzistorů měnit režim BOOST, BUCK nebo BUCK-BOOST viz spínací tabulka 1.1.

Tab. 1.1. Spínání jednotlivých tranzistorů v topologii H můstek.

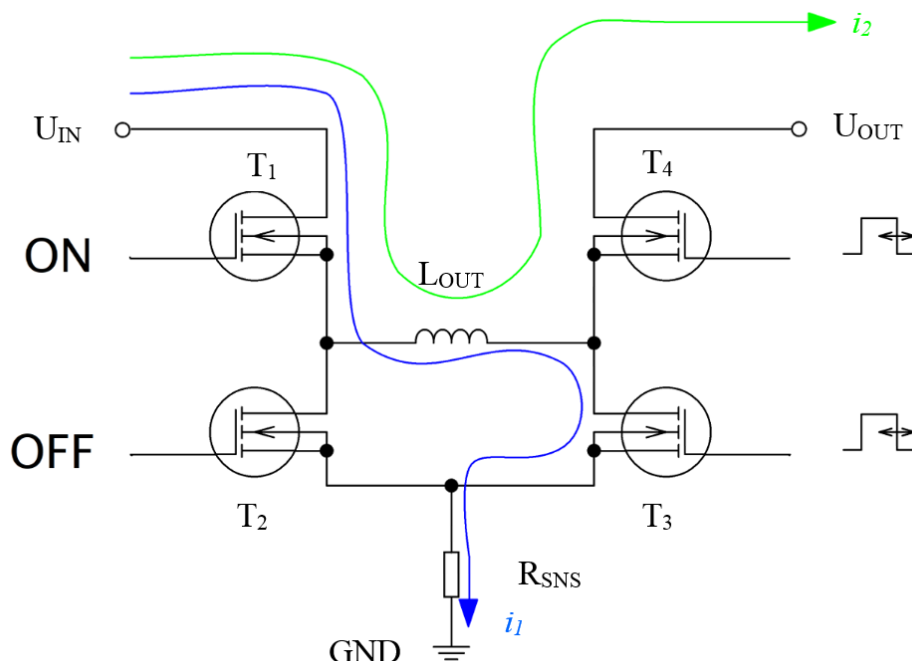
	BOOST režim	BUCK-BOOST režim	BUCK režim
Tranzistor T1	ON	PWM	PWM
Tranzistor T2	OFF	PWM	PWM
Tranzistor T3	PWM	PWM	OFF
Tranzistor T4	PWM	PWM	ON

ON – Tranzistor je trvale sepnutý

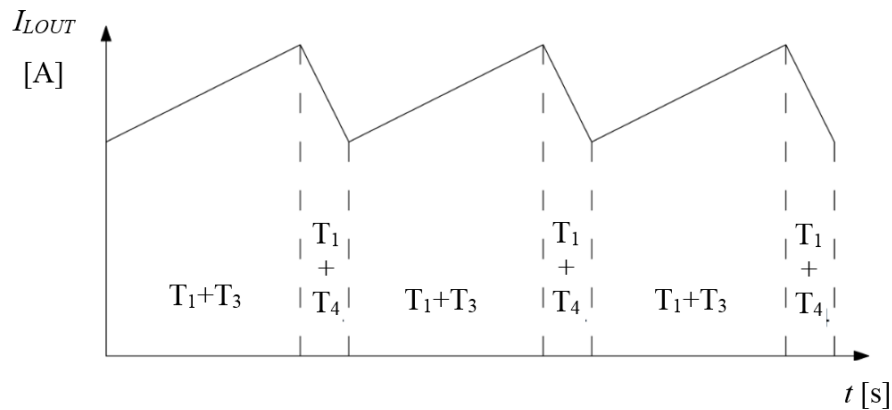
OFF – Tranzistor je trvale rozepnutý

PWM – Tranzistor je spínán pulsně šířkovou modulací s činitelem plnění D [%]

Na obrázku 1.10 je znázorněn první mód BOOST. H můstek má v této fázi trvale sepnutý tranzistor T_1 a trvale rozepnutý tranzistor T_2 . Tranzistory T_3 a T_4 jsou spínány pomocí řídicího signálu. Když se nahradí tranzistor T_1 zkratem a tranzistor T_2 se rozezne, dostaneme dvojčinný zvyšující měnič. Proud i_1 protéká skrz sepnutý tranzistor T_1 , přes cívku L_{OUT} , přes sepnutý tranzistor T_3 až do rezistoru R_{SNS} , který měří proud protékající cívkou. V této fázi se cívka nabíjí, viz obrázek 1.11. Druhá část nastane, když se vypne tranzistor T_3 a místo něj se zapne tranzistor T_4 . Proud i_1 komutuje na proud i_2 . Tento proud poteče přes trvale sepnutý tranzistor T_1 , přes cívku, až do tranzistoru T_4 . Cívka se začne vybíjet, znázorněno na obrázku 1.11.

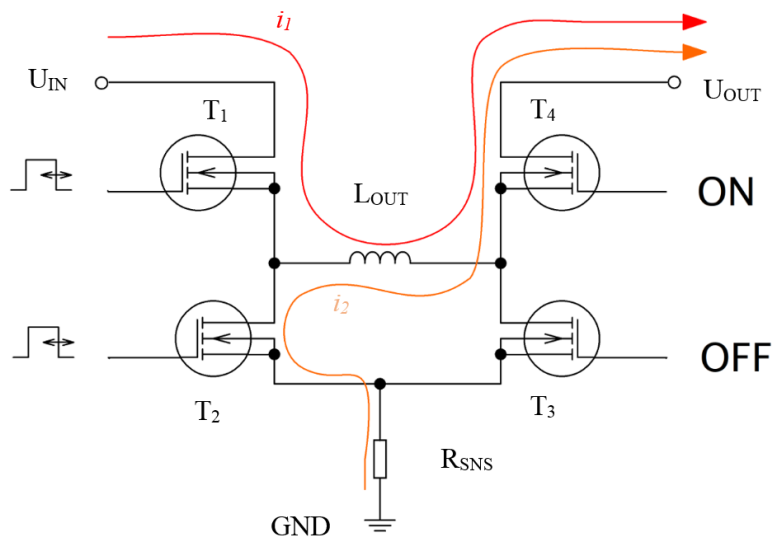


Obr. 1.10. Základní schéma H můstku v módu BOOST.

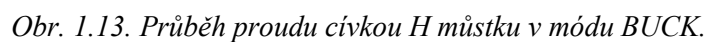


Obr. 1.11. Průběh proudu cívky H můstku v módu BOOST.

Na obrázku 1.12 je znázorněn režim BUCK. V tomto režimu je trvale sepnutý tranzistor T_4 a trvale rozepnut tranzistor T_3 . Zbývající tranzistory T_1 a T_2 jsou spínány řídicím signálem. V první fázi teče proud i_1 přes tranzistor T_1 i přes cívku až do trvale sepnutého tranzistoru T_4 . Cívka se v této fázi nabíjí, viz obrázek 1.13. V druhé fázi se rozepne tranzistor T_1 a sepne se tranzistor T_2 . Tím začne proud téct přes tranzistor T_2 , cívku až do trvale sepnutého tranzistoru T_4 . Cívka se začne vybíjet, viz obrázek 1.13.

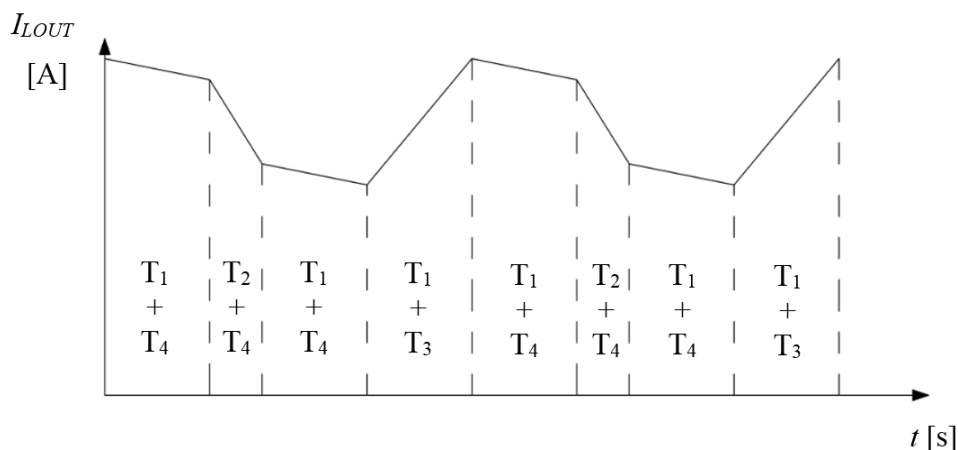


Obr. 1.12. Základní schéma H můstku v módu BUCK.

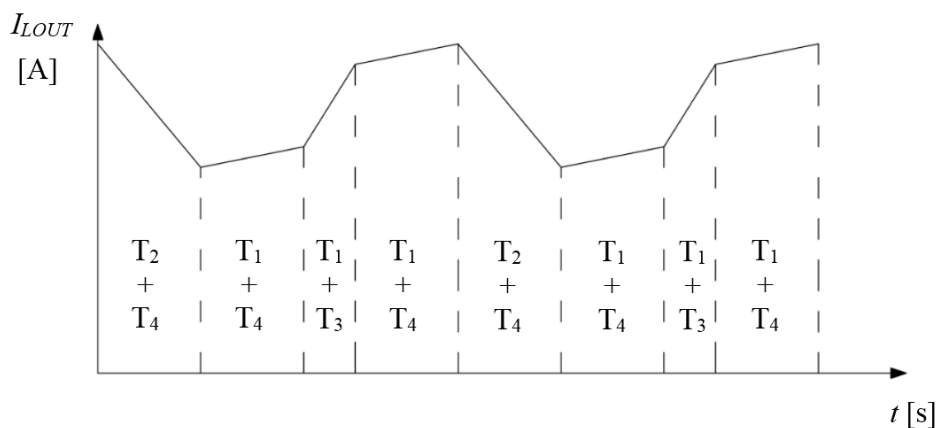


The diagram shows a four-switch inverter circuit. The input voltage U_{IN} is applied to the top of the inverter. The output voltage U_{OUT} is taken from the inverter's output terminals. The inverter consists of four MOSFETs: T_1 (top-left), T_2 (bottom-left), T_3 (bottom-right), and T_4 (top-right). A load inductor L_{OUT} is connected between the output terminals. A current sensor R_{SNS} is connected in series with the bottom output terminal. The current i_L is shown flowing through the sensor. The current i_2 is shown flowing through the top output terminal. The current i_3 is shown flowing through the bottom output terminal. The current i_1 is shown flowing through the sensor R_{SNS} .

22



Obr. 1.15. Průběh proudu cívkou H můstku v módu BUCK-BOOST ($U_{IN} \leq U_{OUT}$).



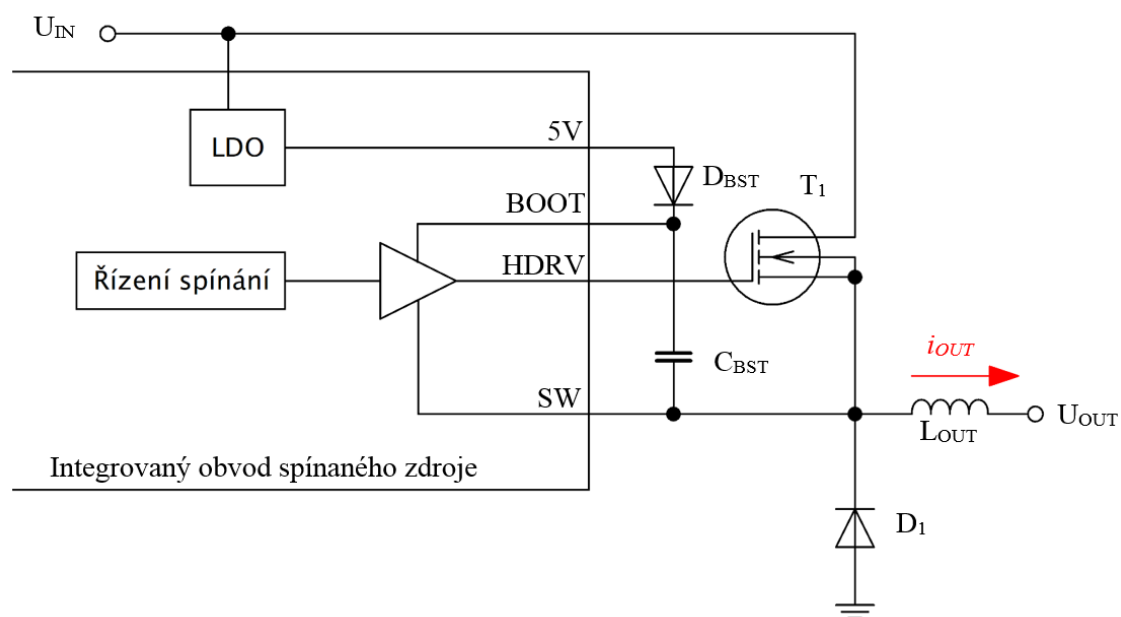
Obr. 1.16. Průběh proudu cívkou H můstku v módu BUCK-BOOST ($U_{IN} \geq U_{OUT}$).

1.3. Doplnující obvody používané ve spínaných zdrojích

Na obrázku 1.1 je základní blokové schéma spínaného zdroje. V praxi se na čip řídicího integrovaného obvodu přidávají další důležité obvody, které zajišťují funkci základních bloků spínaného zdroje nebo zlepšují jeho vlastnosti. Níže byly vybrány nejčastěji používané z nich a vysvětlit jejich princip, protože pochopení funkce těchto obvodů má zásadní vliv na správný výběr integrovaného obvodu spínaného zdroje a jeho aplikaci při návrhu.

1.3.1. Nábojová pumpa ("Bootstrap")

Nábojová pumpa se používá pro řízení unipolárního tranzistoru MOSFET s polaritou N, který funguje jako "High-Side" spínač ("High-Side" je anglický výraz pro tranzistor připojený ke kladnému pólu). Pro otevření takového tranzistoru (obrázek 1.17.) je potřeba mít napětí na hradle vyšší než je napětí na elektrodě „Source“ a to zajišťuje právě nábojová pumpa. Ve skutečnosti není tato funkce nezbytně nutná, protože MOSFET s polaritou P lze použít i bez nábojové pumpy. MOSFET s polaritou N však poskytuje velké výhody, protože jeho vlastnosti, při srovnatelné velikosti a ceně, jsou výrazně lepší. Tyto lepší vlastnosti jsou dány fyzikálními vlastnostmi materiálů, zejména lepší pohyblivostí elektronů ve srovnání s pohyblivostí děr. Ve srovnání s bipolárními tranzistory má u unipolárních tranzistorů tento jev zásadní vliv, protože se na vedení elektrického proudu podílí majoritně pouze jeden druh nosiče náboje. [4].



Obr. 1.17. Schéma bootstrap obvodu.

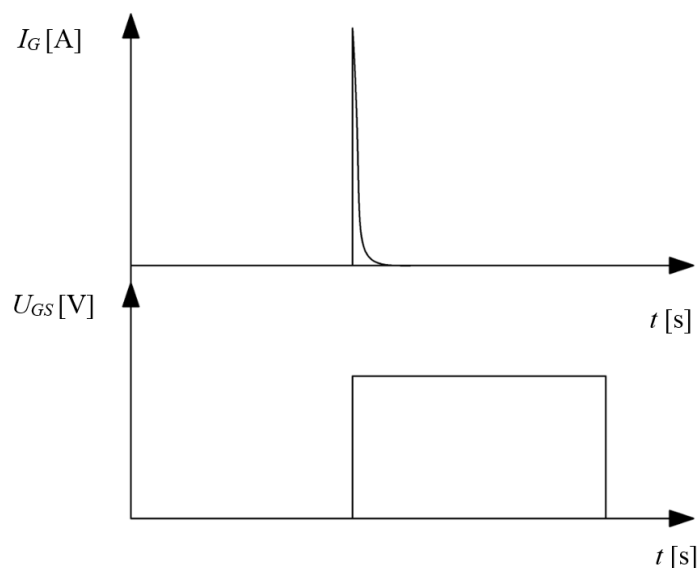
Funkci nábojové pumpy lze popsat třemi stavy.

V první fázi, ihned po zapnutí, stačí pro otevření tranzistoru T_1 napětí 5 V , díky tomu že na cívce a tedy ani na pinu SW není žádné napětí. Kondenzátor C_{BST} se ve stejné chvíli nabije na $U_{BST} = 5\text{ V}$ a stejně tak se přes otevřený tranzistor začne nabíjet i cívka [4].

V druhém fázi dojde k vypnutí tranzistoru signálem řízení spínání, protože proud cívkou dosáhl nastavené prahové hodnoty. Cívka se přestane nabíjet a naopak začne předávat energii do zátěže. Směr proudu tekoucího cívkou zůstává stejný, ale otočí se směr napětí. Díky tomu se kondenzátor C_{BST} znovu nabije na $U_{BST} = 5\text{ V}$ [4].

Pro další sepnutí tranzistoru už nestačí samotné napětí 5 V , protože hodnota napětí na cívce a tedy na pinu SW je přibližně rovna napětí U_{IN} . Další zdroj energie však představuje kondenzátor C_{BST} , jehož napětí se díky spojení s pinem SW sloučí právě s napětím na cívce a vytvoří tak napětí potřebné k otevření tranzistoru. Tento proces probíhá znova s každým cyklem spínací frekvence [4].

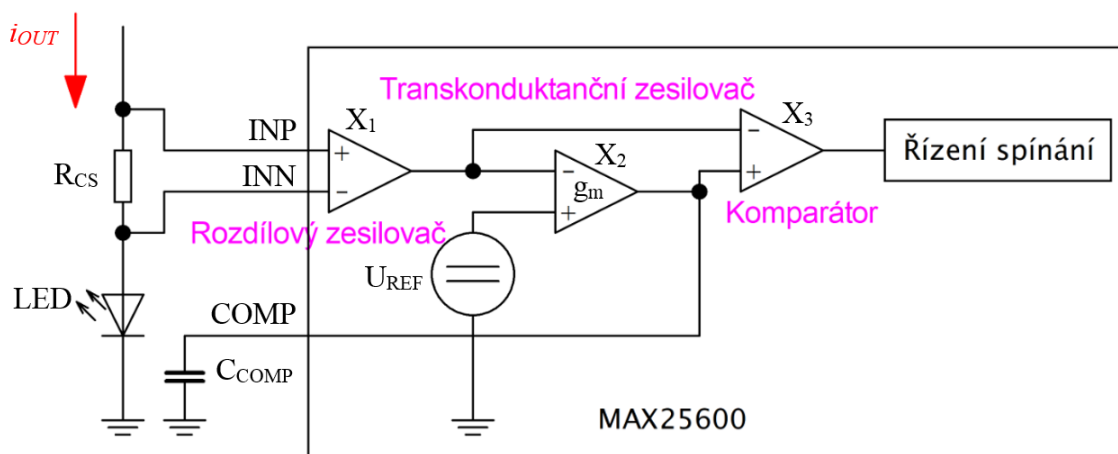
Energie neboli náboj potřebný k otevření MOSFET tranzistoru je roven energii potřebné k nabití vstupní kapacity tranzistoru C_{GS} . Na základě této hodnoty lze vypočítat minimální hodnotu kapacity kondenzátoru C_{BST} . V praxi tato hodnota bývá přímo doporučena v katalogovém listu výrobce. Typický průběh proudu při nabíjení kapacity C_{GS} je vidět na obr. 1.18. [4].



Obr. 1.18. Průběh napětí a proudu potřebného k otevření MOSFET tranzistoru.

1.3.2. Chybový zesilovač ("Error Amplifier")

Spínané zdroje mohou využívat dva principy pro snímání výstupní veličiny. První, ten nejobvyklejší je snímání špičkové hodnoty (Anglicky označované jako "Peak Current Sensing"). Toto měření je jednoduché, ale způsobuje nepřesnosti, protože skutečná střední hodnota výstupní veličiny je závislá na velikosti zvlnění. Čím je zvlnění větší, tím je skutečná střední hodnota nižší. Jev se nejvíce projevuje při změně vstupního napětí spínaného zdroje, protože to ovlivňuje i hodnotu zvlnění. U moderních spínaných zdrojů s proudovou zpětnou vazbou se využívá precizní měření střední hodnoty s chybovým zesilovačem (Anglicky označované "Average current sensing") [12].



Obr. 1.19. Schéma chybového zesilovače.

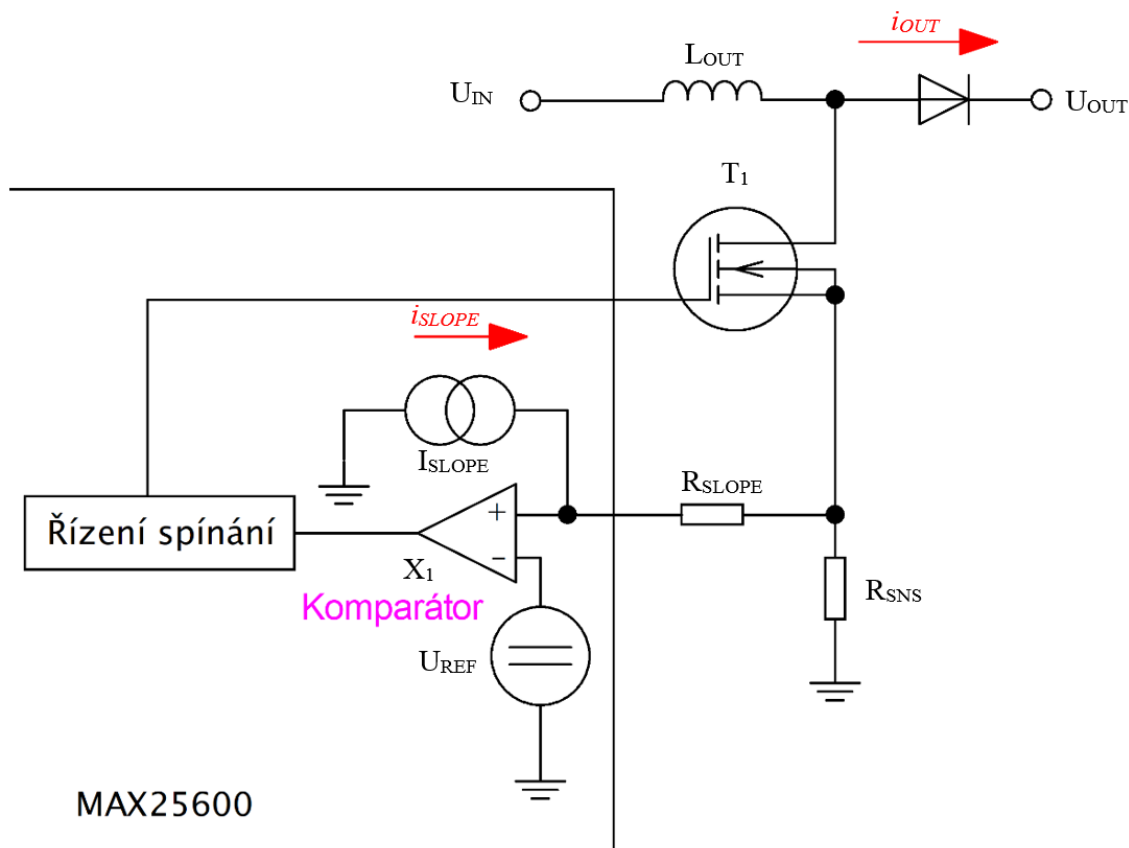
Princip zpětnovazební smyčky, která řídí velikost výstupního proudu je porovnávání úbytku napětí na rezistoru R_{CS} zařazeného do cesty toku výstupního proudu s napětím na externí kapacitě připojené ke kompenzačnímu pinu. Toto napětí vzniká nabíjením kondenzátoru C_{COMP} chybovým proudem, který je přímo úměrný rozdílu vstupních napětí transkonduktančního

zesilovače, tedy napěťové reference U_{REF} a výstupního napětí z rozdílového zesilovače neboli rozdílu napětí mezi piny INP a INN. To znamená, že blok, který řídí spínání, otevírá tranzistor ve chvíli, kdy je chybový proud tak velký, že chybové napětí vytvořené na kondenzátoru C_{COMP} je větší než napětí mezi piny INP a INN. Naopak spínací tranzistor je vypnut po celou dobu, kdy je chybové napětí nižší. [12]

1.3.3. Kompenzace sklonu ("Compensation Slope")

Z praxe je známo, že existují spínané zdroje, u kterých dochází k subharmonickým oscilacím. Tyto oscilace mohou způsobovat nestabilní chování. Během analyzování tohoto jevu bylo zjištěno, že pro vznik subharmonických oscilací stačí splnit tři podmínky: subharmonické oscilace se totiž vyskytují u spínaných zdrojů pracujících v nepřetržitém módu ("continuous mode"), tam kde je snímán špičkový proud (Anglicky označované jako "Peak Current Sensing") a zároveň je činitel plnění spínání tranzistoru větší než 50%. Pomocí techniky kompenzace sklonu (Anglicky označované "Compensation Slope") lze tyto subharmonické oscilace potlačit tak, aby nedocházelo právě k nestabilnímu chování [3].

V předchozí kapitole je sice uvedeno, že moderní spínané zdroje pro měření výstupního proudu nevyužívají snímání špičkového proudu, toto snímání se však využívá k měření proudu cívkou, aby nedocházelo k jejímu přetěžování. Technika kompenzace sklonu má uplatnění hlavně u spínaných zdrojů, kde se proud cívkou měří samostatně, tedy tam kde je výstupní proud nižší než proud cívkou, například u topologie BOOST, BUCK-BOOST.



Obr. 1.20. Schéma kompenzace sklonu.

Princip kompenzace sklonu spočívá v zavedení napětí pilového průběhu do uzlu, kde se měří napětí pomocí rezistoru R_{SNS} . Napětí na odporu R_{SNS} je přímo úměrné velikosti nabíjecího proudu tekoucího cívkou. Ve chvíli, kdy napětí na R_{SNS} , snímané neinvertujícím vstupem komparátoru X_1 , překročí referenční napětí přivedené na invertující vstup, dojde k vypnutí spínacího tranzistoru a cívka se přestane nabíjet. Přivedené pilové napětí způsobí, že napětí na neinvertujícím vstupu komparátoru dosáhne úrovně referenčního napětí rychleji a spínací tranzistor bude vypnut dříve, než dojde ke vzniku subharmonických oscilací. Pilové napětí vytváří pilový proudový zdroj I_{SLOPE} , ze kterého proud teče přímo do rezistoru R_{SLOPE} . Množství zaváděné kompenzace lze regulovat právě velikostí odporu R_{SLOPE} .

2. Návrh a popis realizovaných měničových struktur

2.1. Požadavky potřebné k návrhu

Před návrhem napájecího zdroje pro LED je nutné definovat všechny požadavky, které se následně při návrhu musí zohlednit. Některé vyplývají ze specifikace zákazníka, některé jsou dány systémem, do kterého bude LED, respektive DMD modul připojen. Příkladem je požadavek na používání součástek, které jsou certifikovány pro automobilový průmysl a také používání rezistorů s maximálně 1 % tolerancí hodnoty odporu.

DMD modul umístěný ve světlometu bude napájen výhradně z autobaterie s typickým napětím 12 V. Zákazník dále upravuje napěťový rozsah na 7 – 24 V a pracovní napěťový rozsah na 9 – 16 V tak, aby byla zajištěna plná funkcionality i v mezních podmínkách. V souvislosti s napěťovým rozsahem například při vybití baterie.

Světelný zdroj, tedy LED dioda je v DMD modulu definována. Byla vybrána bílá výkonová LED Nichia NV3W470A s maximální proudovou zatížitelností 5 A a typickým napětím v propustném směru 12 V. Volt-Ampérová charakteristika LED je v obrázku (2.1), ze které byl v rovnici (2.1) vypočítán dynamický odpor LED $\Delta R_{LED} = 0,55 \Omega$. Z uvedených parametrů LED podle rovnice 2.1 vyplývá, že výstupní výkonová kapacita napájecího zdroje musí být minimálně 60 W. LED dosahuje světelného toku okolo 4000 lm.

$$\Delta R_{LED} = \frac{\Delta U_{LED}}{\Delta I_{LED}} = \frac{12-11,45}{5,5-4,5} = 0,55 \Omega \quad (2.1)$$

$$P_{LED} = I_{LED} \cdot U_{LED} = 5 \cdot 12 = 60 W \quad (2.2)$$

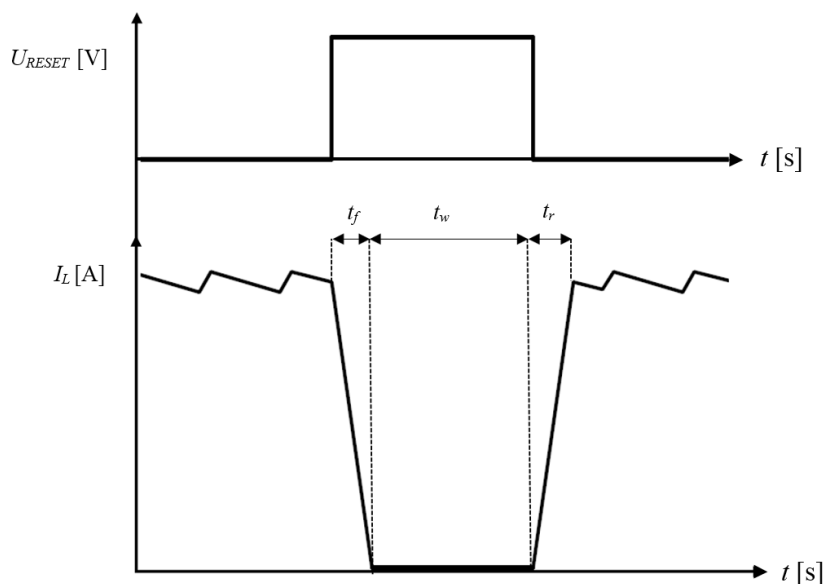


Obr. 2.1. Volt-Ampérová charakteristika LED

Návrh napájecího zdroje respektuje i požadavky na elektromagnetickou kompatibilitu. Elektromagnetická kompatibilita je schopnost přístroje, která zajišťuje, že přístroj může být umístěn v určeném prostředí, aniž by došlo ke změně jeho chování a zároveň aby jeho chování

neovlivnilo chování přístrojů v nejbližším okolí. Konkrétní požadavky, jsou definovány souborem specifikací, v tomto případě byla použita specifikace Volkswagen TL81000. Všechny požadavky je potřeba zohlednit a implementovat při návrhu elektronického zapojení, návrhu desky plošných spojů i návrhu kabeláže. Nutné je redukovat zvlnění výstupního proudu na co nejnížší hodnotu, protože rozkmit výstupního signálu bude pro množství vyzařovaného elektromagnetického rušení zásadní. Pro návrh všech spínaných zdrojů jsme počítali s hodnotou zvlnění proudu cívkou $\Delta I_L = 20\%$. Je vhodné také nastavit spínací frekvenci na $f_{SW} = 400\text{kHz}$, protože specifikace dovoluje v rozsahu od 280 kHz do 530 kHz největší úroveň elektromagnetického rušení [11].

Další požadavek na napájecí zdroj plyne z požadavků samotného DMD čipu. Každé zrcátko musí být pravidelně resetováno kvůli relaxaci mechanicky pohyblivých částí čipu. Reset zrcátka znamená, že na krátkou dobu nebude světlo směřováno do správného směru. Aby nedocházelo ke zhoršování kontrastu světla během doby, kdy jsou zrcátka resetována, musí být LED na stejně dlouhou dobu vypnuta. Reset všech zrcátek na celém čipu probíhá současně. Požadavky na rychlost vypínání LED jsou definovány přímo výrobcem DMD čipu. Doba náběžné hrany t_r i sestupné hrany t_f proudu LED musí být kratší než $1\text{ }\mu\text{s}$, podle obrázku 2.2.



Obr. 2.2. Podmínka na sestupnou a náběžnou dobu spínání zátěže

Některé z požadavků už byly zmíněny výše, například požadavek na použití spínaného zdroje místo lineárního zdroje. Požadavek logicky vyplývá i z toho důvodu, že ve světlometu není prostor na chlazení velkých ztrátových výkonů. S ohledem na značný výkon LED je žádoucí, aby účinnost napájecího zdroje byla co nejvyšší, protože každé procento výkonové ztráty se promění na velké množství tepla.

2.2. Výběr řídicího obvodu napájecího zdroje pro DMD LED

1) LM5175 a LM3409

Výrobce DMD čipu doporučuje zapojení napájecího zdroje DMD LED přímo pro světlomety. Napájecí zdroj kombinuje dva samostatné spínané zdroje. Napěťový H můstek s integrovaným obvodem LM5175 a jednočinný BUCK LM3409 s proudovou zpětnou vazbou. Nevýhodou tohoto zapojení je potřeba právě dvou samostatných spínaných zdrojů, navíc jeden z nich je jednočinný. Je zřejmé, že s využitím jiné topologie spínaného zdroje lze dosáhnout snížení výkonových ztrát

2) MAX25600

Jako nejvhodnější varianta, s ohledem na účinnost, byla vybrána topologie H můstek s proudovou zpětnou vazbou využívající integrovaný obvod MAX25600. Díky tomu, že není zapotřebí druhý spínaný zdroj, tak lze očekávat minimalizaci výkonové ztráty na napájecím zdroji. Během prvních testování napájecího zdroje s MAX25600 však bylo zjištěno, že topologie se nehodí pro tuto aplikaci, protože nelze splnit požadavky na rychlé vypínání LED při resetování zrcátek.

3) MAX25601

Proto byla vybrána ještě třetí varianta napájecího zdroje s integrovaným obvodem MAX25601. Toto řešení je kompromisem mezi oběma variantami. Kombinuje dva dvojčinné spínané zdroje BOOST a BUCK, řízené pomocí jednoho integrovaného obvodu. Topologie je tedy podobná jako v případě první varianty, takže bude splňovat požadavky na rychlé vypínání LED a účinnost nebude díky dvojčinným spínaným zdrojům výrazně horší.

Při výběru řídicího obvodu byl brán ohled také na cenu celého elektronického řešení. V případě třetí varianty s integrovaným obvodem MAX25601 je počet nejdražších komponentů podobný jako v případě druhé varianty, tedy jeden integrovaný obvod a čtyři unipolární tranzistory. Nevýhoda je potřeba jedné cívky navíc pro druhý spínaný zdroj. V porovnání s doporučeným zapojením je však třetí varianta stále výhodnější, protože nevyžaduje pět tranzistorů ani dva oddělené integrované obvody.

Integrované obvody MAX25600 a MAX25601 ještě nebyly oficiálně uvedeny do prodeje. Proto ani jejich dokumentace není kompletní a některé jejich nastavení musí být upraveno během oživení.

2.3. Návrh napájecího zdroje LM5175 a LM3409

Informace potřebné pro návrh napájecího zdroje byly čerpány z katalogových listů firmy Texas Instruments [5,6,7]. V první části návrhu se zaměřím na návrh napěťového H můstku s integrovaným obvodem LM5175. Následně bude navržen Buck s proudovou zpětnou vazbou s LM3409. Oba spínané zdroje doplňuje obvod pro rychlé vypínání LED.

1) Návrh spínaného zdroje s LM5175, H můstek

V kapitole 2.1 bylo uvedeno, že spínaný zdroj musí být navržen na výstupní výkon $P_{LED} = 60W$. Důležitým parametrem je odhad ztrátového výkonu na spínaném zdroji Buck. Při předpokladu ztrát 10% bude potřebný výkon napěťového H můstku:

$$P_{HBRIDGE} = \frac{P_{LED}}{\eta_{BUCK}} = \frac{60}{0,9} = 66,67 W \quad (2.3)$$

Výstupní napětí celého napájecího zdroje je určeno napětím potřebným pro řízení LED $U_{LED} = 12 V$. Vzhledem k dalším úbytkům napětí na spínaném zdroji Buck je potřeba počítat s rezervou alespoň 2 V. Proto bude výstupní napětí H můstku nastaveno na $U_{HBRIDGE} = 16 V$. Z potřebného výkonu lze spočítat maximální proud, který bude z tohoto zdroje odebírán:

$$I_{HBRIDGE} = \frac{P_{HBRIDGE}}{U_{HBRIDGE}} = \frac{66,67}{16} = 4,17 A \quad (2.4)$$

Z požadavků uvedených výše vyplývá, že spínací frekvence musí být nastavena na $f_{SW_BOOST} = 400 kHz$. Nastavení spínací frekvence lze měnit pomocí odporu R_{RT} :

$$R_{RT} = \frac{\left(\frac{1}{f_{SW_BOOST}}\right) - 200 \cdot 10^{-9}}{37 \cdot 10^{-12}} = \frac{\left(\frac{1}{400 \cdot 10^3}\right) - 200 \cdot 10^{-9}}{37 \cdot 10^{-12}} = 62,16 k\Omega \quad (2.5)$$

Na základě vypočítané hodnoty bude rezistor pro nastavení spínací frekvence zvolen $R_{RT} = 62k\Omega$.

Kromě nastavení spínací frekvence lze nastavit i rozmítání spínací frekvence (anglicky "Dithering") pomocí kondenzátoru C_{DITH} připojeného k pinu DITH. Účelem tohoto nastavení je snížení naměřeného rušení při měření průměrné hodnoty rušivého signálu. S rostoucí kapacitou se množství rozmítání snižuje. Pro správnou funkci spínaného zdroje musí být modulační frekvence rozmítání mnohem nižší, než je spínací frekvence. Hodnota rozmítání byla zvolena 10% spínací frekvence, tedy $f_{MOD} = 40kHz$. Zbývající hodnoty v rovnici jsou referenční hodnoty rozmítání pevně nastavené na čipu:

$$C_{DITH} = \frac{I_{DITH}}{f_{MOD} \cdot U_{DITH}} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{40 \cdot 10^3 \cdot 0,24} = 1,04 nF \quad (2.6)$$

Byla vybrána hodnota 1 nF. Při měření a testování je vhodné tento kondenzátor nahradit rezistorem s nulovou hodnotou odporu a tak vypnout rozmítání frekvence. Funkci rozmítání má smysl používat až při testování elektromagnetické kompatibility.

Nastavení výstupního napětí lze měnit pomocí napěťového děliče R_{FB1} a R_{FB2} připojeného z výstupu spínaného zdroje na pin FB. Prahové napětí pinu je $U_{FB} = 0,8 V$. S ohledem na nízkou spotřebu děliče byla zvolena hodnota $R_{FB2} = 82 k\Omega$. Výpočet druhého odporu v děliči:

$$R_{FB1} = \frac{U_{FB}}{\frac{U_{HBRIDGE} - U_{FB}}{R_{FB2}}} = \frac{0,8}{\frac{16 - 0,8}{82000}} = 4315,79 \Omega \quad (2.7)$$

Na základě vypočítané hodnoty bude rezistor pro nastavení výstupního napětí zvolen $R_{FB1} = 4,3 \text{ k}\Omega$.

Volba indukčnosti hlavní cívky spínaného zdroje $L_{HBRIDGE}$ musí být založena na výpočtu v obou provozních režimech, Buck i Boost. Pro režim Buck je výběr indukčnosti založen na definici maximálního zvlnění proudu, které bylo zvoleno na $\Delta I_{LHBRIDGE} = 20 \%$. Tato hodnota odpovídá rozkmitu zvlnění proudu vztažená ke střední hodnotě proudu induktoru při maximálním vstupním napětí:

$$L_{HBRIDGE_BUCK} = \frac{(U_{IN(MAX)} - U_{HBRIDGE}) \cdot U_{HBRIDGE}}{\Delta I_{LHBRIDGE} \cdot I_{HBRIDGE} \cdot f_{SW_BOOST} \cdot U_{IN(MAX)}} = \frac{(24 - 16) \cdot 16}{0,2 \cdot 4,17 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 24} = 15,99 \mu H \quad (2.8)$$

Pro režim Boost je výběr indukčnosti založen na definici maximálního zvlnění proudu, které bylo zvoleno na $\Delta I_{LHBRIDGE} = 20 \%$. Tato hodnota odpovídá rozkmitu zvlnění proudu vztažená ke střední hodnotě proudu induktoru při minimálním vstupním napětí:

$$L_{HBRIDGE_BOOST} = \frac{U_{IN(MIN)}^2 \cdot (U_{HBRIDGE} - U_{IN(MIN)})}{\Delta I_{LHBRIDGE} \cdot I_{HBRIDGE} \cdot f_{SW_BOOST} \cdot U_{HBRIDGE}^2} = \frac{9^2 \cdot (16 - 9)}{0,2 \cdot 4,17 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 16^2} = 6,64 \mu H \quad (2.9)$$

Pro výběr konkrétní cívky je potřeba vypočítat ještě střední hodnotu proudu, na kterou bude cívka dimenzována. Pro tento výpočet je potřeba určit předpokládanou výkonovou účinnost spínaného zdroje H bridge, která byla zvolena $\eta_{HBRIDGE} = 90\%$:

$$I_{LHBRIDGE(DC)} = \frac{U_{HBRIDGE} \cdot I_{HBRIDGE}}{\eta_{HBRIDGE} \cdot U_{IN(MIN)}} = \frac{16 \cdot 4,17}{0,9 \cdot 9} = 8,24 \text{ A} \quad (2.10)$$

Minimální indukčnost byla vypočítána na $L_{HBRIDGE_BUCK} = 15,99 \mu H$ a minimální střední proud cívkou $I_{LHBRIDGE(DC)} = 8,24 \text{ A}$. Pro tuto konkrétní aplikaci byla na základě vypočítaných hodnot vybrána cívka $L_{HBRIDGE} = 47 \mu H$ s maximální hodnotou středního proudu 8,7 A. Větší indukčnost snižuje zvlnění proudu, což bude mít pozitivní vliv na množství elektromagnetického rušení. Zároveň také narůstá velikost cívky. Pokud se během měření elektromagnetické kompatibility zjistí, že indukčnost 47 μH je naddimenzována, tak může být indukčnost cívky a tedy i její fyzická velikost zmenšena.

Nutné je ještě ověřit, zda maximální proud cívkou nepřesahuje povolený saturační proud cívky 9,5 A. Maximální proud indukčností se počítá při minimálním vstupním napětí.

$$I_{LHBRIDGE(SAT)} = I_{LHBRIDGE(DC)} + \frac{U_{IN(MIN)} \cdot (U_{HBRIDGE} - U_{IN(MIN)})}{2 \cdot L_{HBRIDGE} \cdot f_{SW_BOOST} \cdot U_{HBRIDGE}} = 8,24 + \frac{9 \cdot (16 - 9)}{2 \cdot 47 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 16} = 8,35 \text{ A} \quad (2.11)$$

Omezení proudu cívkou se nastavuje pomocí odporu mezi piny integrovaného obvodu LM5175 CS a CSG. Prahová hodnota snímacího napětí na pinu CS je $U_{SNS(BUCK)} = 76 \text{ mV}$. Proudové omezení musí být nastaveno dostatečně vysoko pro oba režimy, Buck i Boost. Pro režim Buck musí být i s doporučenou tolerancí 70% snímací odpor nejvýše:

$$R_{SNS(BUCK)} = \frac{U_{SNS(BUCK)} \cdot 70\%}{I_{HBRIDGE}} = \frac{76 \cdot 10^{-3} \cdot 0,7}{4,17} = 12,76 \text{ m}\Omega \quad (2.12)$$

Pro režim Boost je prahová hodnota snímacího napětí na pinu CS jiná, $U_{SNS(BOOST)} = 160 \text{ mV}$. Snímací odpor bude nejvýše:

$$R_{SNS(BOOST)} = \frac{U_{SNS(BOOST)} \cdot 70\%}{I_{LHBRIDGE(SAT)}} = \frac{160 \cdot 10^{-3} \cdot 0,7}{8,35} = 13,41 \text{ m}\Omega \quad (2.13)$$

Byla použita dostupná hodnota $R_{SNS} = 11 \text{ m}\Omega$. Pro přesné měření snímacího proudu pomocí rezistoru s tak nízkou hodnotou odporu je nutné rezistor na desce plošných spojů připojit speciálním způsobem, které se nazývá čtyřbodová metoda (anglicky označováno jako "Kelvin connection").

Maximální ztrátový výkon rezistoru R_{SNS} :

$$P_{RSNS} = \left(\frac{U_{SNS(BOOST)}}{R_{SNS}} \right)^2 \cdot R_{SNS} \cdot \left(1 - \frac{U_{IN(MIN)}}{U_{HBRIDGE}} \right) = \left(\frac{160 \cdot 10^{-3}}{11 \cdot 10^{-3}} \right)^2 \cdot 11 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{9}{16} \right) = 1,02 \text{ W} \quad (2.14)$$

Z výpočtu plyne, že pro R_{SNS} je potřeba použít pouzdro, které zvládne alespoň 1,5W. Bylo vybráno pouzdro 2512 s výkonovou zatížitelností 2W.

Kompensace sklonu ("Compensation Slope") u tohoto integrovaného LM5175 je řešena neobvyklým způsobem. Sklon pily, neboli množství kompenzace se nastavuje kapacitou připojenou k pinu SLOPE. Smyčka kompenzace tedy funguje jiným způsobem, než bylo uvedeno v kapitole (1.3.3), ale princip kompenzace je stejný. Aby se zabránilo oscilacím, lze SLOPE kapacitu C_{SLOPE} vypočítat. Do rovnice je nutné dosadit hodnotu zesílení interního transkonduktančního zesilovače $gm_{SLOPE} = 2\mu S$ a zesílení snímacího zesilovače $A_{SNS} = 5$. Obě hodnoty jsou pevně nastaveny na čipu integrovaného obvodu:

$$C_{SLOPE} = gm_{SLOPE} \cdot \frac{L_{HBRIDGE}}{R_{SNS} \cdot A_{SNS}} = 2\mu S \cdot \frac{47 \cdot 10^{-6}}{11 \cdot 10^{-3} \cdot 5} = 1709 \text{ pF} \quad (2.15)$$

Menší kapacita má za následek větší strmost signálu, což je lepší pro stabilitu spínaného zdroje v přechodové oblasti mezi Boost a Buck režimem, kde $V_{IN} \cong V_{OUT}$. Proto výrobce doporučuje použít menší hodnotu, proto $C_{SLOPE} = 1 \text{ nF}$. Větší strmost signálu omezuje funkční rozsah spínaného zdroje vzhledem k vstupnímu napětí, spínací frekvenci a indukčnosti. Nastavení kompenzace sklonu bude ověřeno během oživení spínaného zdroje.

Kapacitu výstupního kondenzátoru lze určit na základě výpočtu maximálního proudu odebíraného z výstupní kapacity a ten je dán zvlněním výstupního proudu. Maximální zvlnění proudu je v Boost režimu při minimálním vstupním napětí:

$$I_{C-HBRIDGE(OUT)} = I_{HBRIDGE} \cdot \sqrt{\frac{U_{HBRIDGE}}{U_{IN(MIN)}} - 1} = 4,17 \cdot \sqrt{\frac{16}{9} - 1} = 3,68 \text{ A} \quad (2.16)$$

Výstupní kapacita bude složena z kombinace keramických a elektrolytických kondenzátorů. Keramické kondenzátory s malým ekvivalentním sériovým odporem (ESR) zajišťují dobrou filtraci vysokofrekvenčních signálů, na které stačí relativně malá kapacita, a elektrolytické kondenzátory s velkou kapacitou umožňují filtrovat signály o nižších frekvencích, například základní harmonickou frekvenci, která je důsledkem spínání. Výrobce doporučuje výstupní kapacitu alespoň $180 \mu F$, která by měla pro filtraci zvlnění s odebíraným proudem $I_{C-HBRIDGE(OUT)}$ stačit. V tomto případě jsou použity dva elektrolytické kondenzátory $100 \mu F$ v kombinaci s dvěma keramickými kondenzátory $10 \mu F$.

Na vstupní kapacitě bude maximální zvlnění proudu v režimu Buck, při činiteli plnění $D = 50 \%$:

$$I_{C-LHBRIDGE(IN)} = I_{HBRIDGE} \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)} = 4,17 \cdot \sqrt{0,5 \cdot (1 - 0,5)} = 2,09 \text{ A} \quad (2.17)$$

Výrobce doporučuje pro vypočítané zvlnění proudu vstupní kapacitu alespoň $68 \mu F$. Použity budou dva keramické kondenzátory $4,7 \mu F$ a jeden elektrolytický $100 \mu F$.

Kvůli proudovému přetížení vstupních součástek je potřeba ochrana proti podpětí. Vstupní napětí se měří napěťovým děličem, který je nastaven tak aby klesl pod prahovou hodnotu na pinu UVLO $U_{UVLO} = 1,23 V$ při vstupním napětí $9 V$. Kvůli minimálnímu proudu je rezistor $R_{UVLU2} = 82 k\Omega$.

$$R_{UVLO1} = \frac{R_{UVLU2} \cdot U_{UVLO}}{U_{IN(MIN)} + 1,5 \mu A \cdot R_{UV2} - U_{UVLO}} = \frac{82 \cdot 10^3 \cdot 1,23}{9 + 1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 - 1,23} = 12,73 k\Omega \quad (2.18)$$

Byla zvolena hodnota $R_{UVLO1} = 15 k\Omega$.

Zpomalení náběhu spínaného zdroje (Anglicky označováno jako "Soft-Start") je realizováno pomocí kondenzátoru C_{SS} připojenému k pinu SS. Jeho hodnotu pro zpomalení $t_{SS} = 15 ms$ lze vypočítat. Proudový zdroj nabíjející C_{SS} dodává proud $I_{SS} = 5 \mu A$ a prahová hodnota napětí na pinu SS je $U_{SS} = 0,8 V$.

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \cdot t_{SS}}{U_{SS}} = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-3}}{0,8} = 93,8 nF \quad (2.19)$$

Při výběru unipolárních tranzistorů v H můstku je zapotřebí vybrat tranzistory tak, aby odolaly i vstupnímu napětí přesahující $36 V$. Proto jejich jmenovité napětí musí být vyšší, běžná používaná hodnota $U_{DS} = 60 V$. Předpokladem je, že tranzistor bude mít co nejnižší $R_{DS(ON)}$ odpor v sepnutém stavu a zároveň musí tranzistory být dimenzovány na proudy vypočítané při dimenzování cívky. Proto byl vybrán MOSFET tranzistor NVTFS5C670NL s $R_{DS(ON)} = 6,8 m\Omega$, $I_D = 70 A$.

Pro zlepšení robustnosti napájecího zdroje a zajištění jeho stabilní funkce je důležité nastavení frekvenční kompenzace. Ta zahrnuje výpočet rezistoru R_{COMP} a kondenzátoru C_{COMP} . Pro nastavení frekvenční kompenzace je klíčový výpočet frekvence pólu f_P a také pracovní šířky pásma spínaného zdroje frekvence f_{BW} , která by podle doporučení výrobce měla být omezena na alespoň třetinu frekvence RHPZ f_{RHP} (Anglicky označovaná "Right Half Plane Zero Frequency"). Tuto frekvenci má význam počítat pouze v režimu Boost.

$$f_P = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{U_{HBRIDGE}}{I_{HBRIDGE}} \cdot C_{OUT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{16}{4,17} \cdot 220 \cdot 10^{-6}} = 377,28 Hz \quad (2.20)$$

$$f_{RHP} = \frac{\frac{U_{HBRIDGE}}{I_{HBRIDGE}} \cdot \frac{U_{IN(MIN)}}{U_{HBRIDGE}}^2}{2 \cdot \pi \cdot L_{HBRIDGE}} = \frac{\frac{16}{4,17} \cdot \frac{9}{16}}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 10^{-6}} = 4113,12 Hz \quad (2.21)$$

$$f_{BW} < \frac{1}{3} \cdot f_{RHP} \Rightarrow f_{BW} < 1371,04 Hz \quad (2.22)$$

Z vypočítaných dynamických parametrů lze, s pomocí dříve vypočítaných parametrů, transkonduktance zpětnovazební smyčky $g_m = 1,27 mS$ a zesílení snímacího zesilovače $A_{CS} = 5$, vypočítat potřebné hodnoty součástek:

$$R_{COMP} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{BW}}{g_m} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB1}} \cdot \frac{A_{CS} \cdot R_{SNS} \cdot C_{OUT}}{\frac{U_{IN(MIN)}}{U_{HBRIDGE}}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1371,04}{1,27 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{4300 + 82000}{4300} \cdot \frac{5 \cdot 0,011 \cdot 0,00022}{\frac{9}{16}} = 2926,92 \Omega \quad (2.23)$$

$$C_{COMP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot f_P \cdot R_{COMP}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 377,28 \cdot 2926,92} = 96,13 nF \quad (2.24)$$

Vybrány byly hodnoty $R_{COMP} = 2,2 \text{ k}\Omega$ a $C_{COMP} = 100 \text{ nF}$.

2) Návrh spínaného zdroje s LM3409, Buck

Základní parametry, pro návrh spínaného zdroje topologie Buck s integrovaným obvodem LM3409, jsou: výstupní výkon $P_{LED} = 60 \text{ W}$, výstupní maximální výstupní proud $I_{LED} = 5 \text{ A}$, typické výstupní napětí $U_{LED} = 12 \text{ V}$ a vstupní napětí je rovno výstupnímu napětí spínaného zdroje Boost $U_{HBRIDGE} = 16 \text{ V}$. Teoretická hodnota účinnosti spínaného zdroje byla stanovena už dříve $\eta_{BUCK} = 90\%$.

Architektura řízení spínacího tranzistoru je založena na nastavení pevného času vypnutí t_{OFF} (Anglicky označováno "OFF-time control"). Z toho vyplývá, že činitel plnění D_{BUCK} i celková perioda T_{BUCK} je definována časem zapnutí t_{ON} . Spínací frekvence tedy může být závislá na parametrech, které činitel plnění ovlivňují, například na vstupním napětí. V případě neměnného vstupního napětí $U_{HBRIDGE} = 16 \text{ V}$ bude spínací frekvence závislá pouze na době nastaveného času vypnutí t_{OFF} , kterou lze nastavit rezistorem R_{OFF} a kapacitou C_{OFF} připojenou k pinu COFF podle katalogového listu výrobce. Hodnota kondenzátoru byla zvolena $C_{OFF} = 470 \text{ pF}$, a spínací frekvence byla zvolena $f_{SW_BUCK} = 300 \text{ kHz}$. Posun spínací frekvence je nutný kvůli tomu, aby se ve frekvenčním spektru nepřekrývaly spínací frekvence obou spínaných zdrojů a to ani při rozmítání spínací frekvence. Zároveň frekvence musí být v požadovaném rozsahu 280 kHz do 530 kHz.

$$R_{OFF} = \frac{-\left(1 - \frac{U_{LED}}{\eta_{BUCK} \cdot U_{HBRIDGE}}\right)}{(C_{OFF} + 20 \cdot 10^{-12}) \cdot f_{SW_BUCK} \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{OFF}}{U_{LED}}\right)} =$$

$$\frac{-(1 - \frac{12}{0,9 \cdot 16})}{(470 \cdot 10^{-12} + 20 \cdot 10^{-12}) \cdot 300 \cdot 10^3 \cdot \ln(1 - \frac{1,24}{12})} = 10394,93 \Omega \quad (2.25)$$

Byla vybrána hodnota rezistoru $R_{OFF} = 10 \text{ k}\Omega$. Pro další výpočty je potřeba znát nastavenou hodnotu času vypnutí t_{OFF} :

$$t_{OFF} = -(C_{OFF} + 20 \cdot 10^{-12}) \cdot R_{OFF} \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{OFF}}{U_{LED}}\right) =$$

$$= -(470 \cdot 10^{-12} + 20 \cdot 10^{-12}) \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot \ln\left(1 - \frac{1,24}{12}\right) = 534 \text{ ns} \quad (2.26)$$

Výpočet potřebné indukčnosti spínací cívky pro zvlnění proudu cívkou 20 %:

$$L_{BUCK} = \frac{U_{LED} \cdot t_{OFF}}{\Delta I_{LBUCK}} = \frac{12 \cdot 534 \cdot 10^{-9}}{0,2 \cdot 5} = 6,41 \mu\text{H} \quad (2.27)$$

Vybrána byla stejná cívka jako v případě spínaného zdroje s H můstkem $47 \mu\text{H}$ s proudovou zatížitelností $8,7 \text{ A}$ pro porovnání s dalšími měniči. Při této indukčnosti bude zvlnění proudu cívkou výrazně nižší než 20 %, konkrétně:

$$\Delta I_{LBUCK} = \frac{U_{LED} \cdot t_{OFF}}{L_{BUCK}} = \frac{12 \cdot 534 \cdot 10^{-9}}{47 \cdot 10^{-6}} = 136,34 \text{ mA} \quad (2.28)$$

Pro kontrolu je potřeba ověřit jestli maximální proud i s ohledem na zvlnění proudu nepřekračuje saturační proud cívky $9,5 \text{ A}$.

$$I_{LBUCK(SAT)} = I_{LED} + \frac{\Delta I_{LBUCK}}{2} = 5 + \frac{0,136}{2} = 5,07 \text{ A} \quad (2.29)$$

U topologie Buck je střední hodnota proudu cívky stejná jako střední hodnota proudu I_{LED} . Proto lze regulaci výstupního proudu I_{LED} nahradit regulací proudu cívky. Integrovaný obvod LM3409 využívá metodu snímání špičkového proudu cívky a proto bude regulovat přímo hodnotu $I_{LBUCK(SAT)}$. Snímání špičkové hodnoty proudu je realizováno pomocí rezistoru R_{CS} zapojeného mezi piny CSP a CSN. Hodnotu prahového napětí U_{CS} lze lineárně měnit pomocí napětí U_{ADJ} přiloženého na pin VADJ. Zesilovač, který stanovuje lineární poměr mezi oběma hodnotami má zesílení 5, viz převodní rovnice (2.30). Maximální prahové napětí U_{CS} odpovídá napětí úrovni $U_{ADJ} = 1,24 V$:

$$U_{CS} = \frac{U_{ADJ}}{5} = \frac{1,24}{5} = 0,248 V \quad (2.30)$$

Hodnota snímacího rezistoru R_{CS} musí být nejvýše taková, aby prahové napětí $U_{CS} = 0,248 V$ odpovídalo špičkové hodnotě proudu $I_{LBUCK(SAT)} = 5,07 A$:

$$R_{CS} = \frac{U_{CS}}{I_{LBUCK(SAT)}} = \frac{0,248}{5,07} = 48,9 m\Omega \quad (2.31)$$

Byla použita nižší hodnota $R_{CS} = 22 m\Omega$, díky které se zlepší celková účinnost. Pouzdro rezistoru 0612 s výkonovou zatížitelností $1 W$ je podle výpočtu dostatečné. Rezistor bude na desce plošného spoje připojen čtyřbodovou metodou.

$$P_{RCS} = I_{LBUCK(SAT)}^2 \cdot R_{CS} = 5,07^2 \cdot 0,022 = 0,57 W \quad (2.32)$$

Potřebná hodnota napětí, přiloženého na pin IADJ pro dosažení maximálního proudu bude dána rovnicí (2.33). Pin bude připojen přes rezistorový dělič a kapacitní filtr k výstupnímu pinu procesoru, který tak může nastavit na pinu libovolnou úroveň napětí U_{ADJ} v rozsahu $0 - 3,3V$.

$$U_{ADJ} = I_{LBUCK(SAT)} \cdot R_{CS} \cdot 5 = 5,07 \cdot 0,022 \cdot 5 = 557,7 mV \quad (2.33)$$

Spínací tranzistor musí být vybrán na minimální hodnotu vstupního napětí, které je $U_{HBRIDGE} = 16 V$. Proud tranzistorem je dán vztahem:

$$I_D = \frac{U_{LED} \cdot I_{LED}}{U_{HBRIDGE} \cdot \eta_{BUCK}} = \frac{12 \cdot 5}{16 \cdot 0,9} = 4,17 A \quad (2.34)$$

Byl vybrán tranzistor DMP3010LPSQ s $I_D = 36 A$, $U_{DS} = 30 V$ a $R_{DS} = 7,5 m\Omega$.

Při výběru diody bylo její závěrné napětí U_R dimenzováno na vstupní napětí $U_{HBRIDGE} = 16 V$ a střední hodnota proud diodou je:

$$I_{DIODE} = I_{LED} \cdot \left(1 - \frac{V_{LED}}{U_{HBRIDGE} \cdot \eta_{BUCK}}\right) = 5 \cdot \left(1 - \frac{12}{16 \cdot 0,9}\right) = 0,833 A \quad (2.35)$$

Byla vybrána dioda SS8P3LHM3_A/I s $I_{DIODE} = 8 A$ a $U_R = 30 V$.

Nastavení ochrany proti podpětí pro pevné vstupní napětí stačí nastavit na prahovou hodnotu $13 V$. Jeden rezistor v děliči je nastaven na $R_{UVLO4} = 51 k\Omega$, druhý rezistor lze dopočítat:

$$R_{UVLO3} = \frac{R_{UVLO4} \cdot U_{UVLO}}{U_{HBRIDGE} - U_{UVLO}} = \frac{51 \cdot 10^3 \cdot 1,24}{13 - 1,24} = 5377,55 \Omega \quad (2.36)$$

Byla vybrána hodnota $R_{UVLO3} = 5,6 k\Omega$.

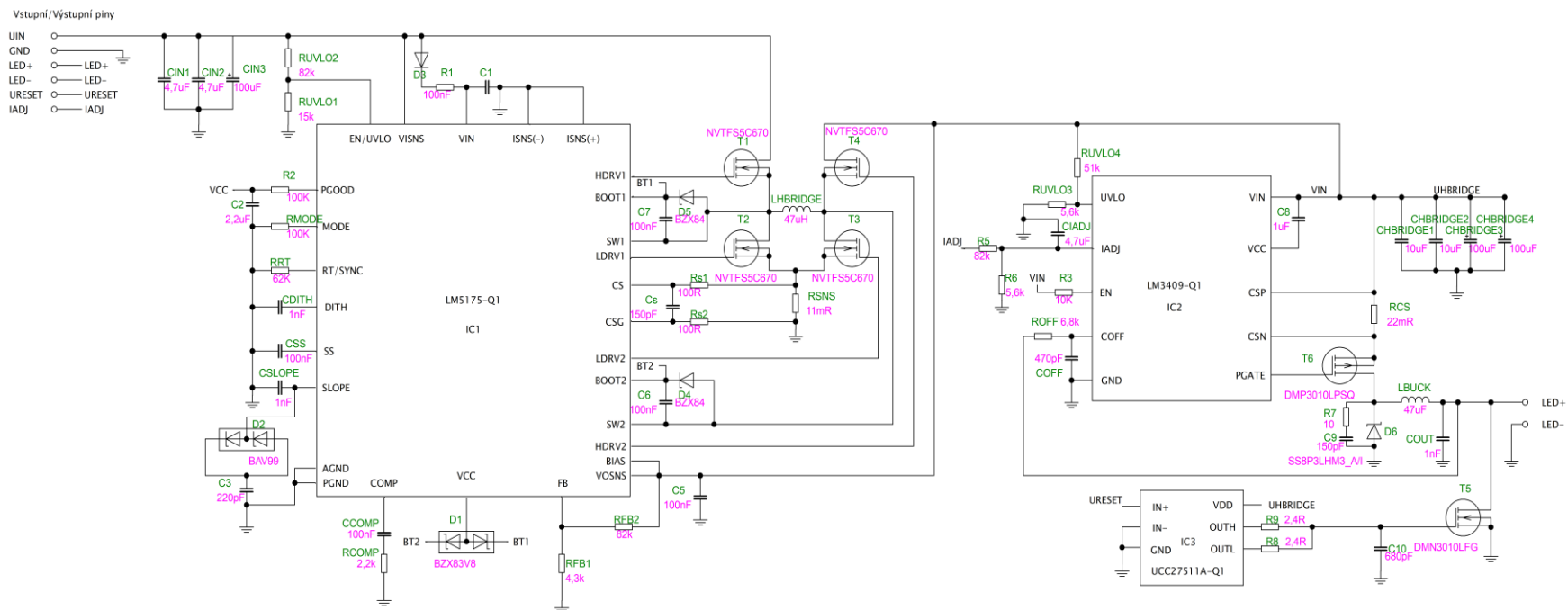
Paralelně k diodě ve spínací smyčce se zapojuje filtr tvořený C_9, R_7 , jehož úkolem je redukovat vysokofrekvenční napěťové špičky vznikající při spínání tranzistoru (Anglicky se takový filtr označuje "Snubber").

Pro kompletaci zapojení LM3409 je nezbytné připojit k některým pinům kondenzátory podle doporučeného zapojení, například filtrační kondenzátor k pinu VCC. Výstupní kapacita pro filtraci zvlnění výstupního napětí není potřebná díky přesnému řízení proudu cívkou, a proto filtrační kapacita nebude připojena žádná. Velká kapacita by navíc znemožnila vypínání LED, které bude provedeno zkratováním. Kvůli ochraně vůči elektrostatickým výbojům bude k výstupu připojen pouze malý kondenzátor s kapacitou 1 nF .

3) Obvod pro rychlé vypínání LED

Vypínání LED je realizováno tranzistorem T_5 , který zkratuje proudový výstup spínaného zdroje s LM3409. Při sepnutí T_5 je proud I_{LED} odkloněn do tohoto tranzistoru a díky jeho minimálnímu odporu R_{DS} klesne napětí U_{LED} na hodnotu blízkou nule, takže LED zhasne. Byl vybrán MOSFET tranzistor DMN3010LFG s $I_D = 30\text{ A}$, $U_{DS} = 30\text{ V}$ a $R_{DS} = 8,5\text{ m}\Omega$.

Pro rychlé otevření tranzistoru je použit integrovaný obvod UCC27511A pro řízení elektrody GATE. To zajistí rychlé zapínání a vypínání tranzistoru aby byly splněny časovací požadavky při vypínání LED.



Obr. 2.3. Schéma zapojení navrženého napájecího zdroje s LM5175 a LM3409

2.4. Návrh napájecího zdroje MAX25600

Informace potřebné pro návrh napájecího zdroje byly čerpány z katalogových listů firmy Maxim Integrated [8].

K pinu VCC je připojen napěťový regulátor s napětím 5 V, který slouží k napájení vnitřních i vnějších řídicích obvodů. Jeho maximální zatížení je 50mA. Pro správnou funkci musí být na pin VCC připojen keramický kondenzátor proti zemi s hodnotou $C_{VCC} = 2,2 \mu F$. Kondenzátor je nutné připojit co nejbližší k integrovanému obvodu.

Rozsah napájecího napětí integrovaného obvodu MAX25600 je od 5 do 60 V. Je nutné nastavit ochranu proti podpětí, aby nebylo potřeba dimenzovat výkonové komponenty na provoz při 5 V. To má totiž vliv na rozměry, váhu a hlavně cenu celého napájecího zdroje. Ochrana proti podpětí se opět nastavuje pomocí rezistorového děliče s prahovou hodnotou na pinu UVEN 1,24 V. Vybrané hodnoty rezistorů v děliči jsou na základě výpočtu: $R_{UVEN1} = 62 k\Omega$, $R_{UVEN2} = 10 k\Omega$.

Spínací frekvenci lze nastavit v rozsahu od 200 kHz do 700 kHz a přesná hodnota se stanovuje rezistorem R_{RT} připojeným k pinu RT. Pro spínací frekvenci 400 kHz se rezistor vypočítá pomocí následující rovnice:

$$R_{RT} = \frac{20 \cdot 10^9}{f_{SW}} = \frac{20 \cdot 10^9}{400000} = 50 k\Omega \quad (2.37)$$

Byla zvolena hodnota $R_{RT} = 51 k\Omega$.

Zpětná vazba, která řídí výstupní proud I_{LED} , je založena na metodě měření střední hodnoty s chybovým zesilovačem. Proud I_{LED} se měří na rezistoru R_{CS} zapojeného mezi piny ISP a ISN. Maximální prahové napětí U_{CS} je 0,22 V. Pro maximální $I_{LED} = 5 A$ lze vypočítat maximální možnou hodnotu odporu snímacího rezistoru:

$$R_{CS} = \frac{U_{CS}}{I_{LED}} = \frac{0,22}{5} = 44 m\Omega \quad (2.38)$$

Zvolen byl rezistor s hodnotou odporu $R_{CS} = 37,5 m\Omega$, jako celková hodnota dvou paralelních rezistorů 75 mΩ. Pro ztrátový výkon $P_{RCS} = 0,94 W$ na rezistorech (viz rovnice 2.39) byla vybrána pro oba rezistory pouzdra 0612 s výkonovou zatížitelností 1 W.

$$P_{RCS} = I_{LBUCK(SAT)}^2 \cdot R_{CS} = 5^2 \cdot 0,0375 = 0,94 W \quad (2.39)$$

Prahovou hodnotu snímacího napětí U_{CS} lze regulovat napětím U_{ICTRL} , připojeným k pinu ICTRL. Převodní poměr mezi napětím U_{ICTRL} a U_{CS} je 5,9. Pro nastavení maximální hodnoty proudu $I_{LED} = 5 A$ bude potřebné napětí na pinu ICTRL:

$$U_{ICTRL} = 5,9 \cdot R_{CS} \cdot I_{LED} = 5,9 \cdot 0,0375 \cdot 5 = 1,11 V \quad (2.40)$$

Pin ICTR bude připojen přes rezistorový dělič a kapacitní filtr k výstupnímu pinu procesoru, který tak může nastavit na pinu libovolnou úroveň napětí v rozsahu 0 – 3,3V.

Výběr induktoru bude závislý na tom, v jakém režimu spínaný zdroj pracuje. Maximální proud cívkou protéká při nejnižším vstupním napětí v režimu zvyšujícího spínaného zdroje, v tomto případě při $U_{IN(MIN)} = 9V$. Pro výpočet maximální střední hodnoty proudu cívkou I_L je nutné nejprve vypočítat činitel plnění zvyšujícího měniče D_{BOOST} :

$$D_{BOOST} = \frac{U_{LED} - U_{IN(MIN)}}{U_{LED}} = \frac{12 - 9}{12} = 0,25 \quad (2.41)$$

$$I_L = \frac{I_{LED}}{1 - D_{BOOST}} = \frac{5}{1 - 0,25} = 6,67 \text{ A} \quad (2.42)$$

V režimu snižujícího spínacího zdroje je střední hodnota proudu stejná jako proud I_{LED} . Činitel plnění se zde počítá takto:

$$D_{BUCK} = \frac{U_{LED}}{U_{IN(MAX)}} = \frac{12}{16} = 0,75 \quad (2.43)$$

Ze získaných hodnot, a při předpokládaném maximálním zvlnění proudu $\Delta I_L = 20 \%$, lze spočítat minimální indukčnost potřebnou v obou režimech:

$$L_{BOOST} = \frac{U_{IN(MIN)} \cdot D_{BOOST}}{f_{SW} \cdot \Delta I_L} = \frac{9 \cdot 0,25}{400000 \cdot 0,2 \cdot 6,67} = 4,21 \mu H \quad (2.44)$$

$$L_{BUCK} = \frac{(U_{IN(MAX)} - U_{LED}) \cdot D_{BUCK}}{f_{SW} \cdot \Delta I_L} = \frac{(16 - 12) \cdot 0,75}{400000 \cdot 0,2 \cdot 5} = 7,5 \mu H \quad (2.45)$$

Byla vybrána stejná cívka jako v případě předchozího spínacího zdroje. Stejná indukčnost $47 \mu H$ umožní relevantní porovnání obou spínacích zdrojů. Proudová zatížitelnost $8,7 A$ je pro vypočítaný I_L dostatečná. Stejně tak saturační proud cívky $I_{L(SAT)} = 9,5 A$ je dostatečný i při zvlnění proudu $\Delta I_L = 20 \%$, což dokazuje výpočet špičkového proudu v režimu Boost:

$$I_{LP_BOOST} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 6,67 + \frac{6,67 \cdot 0,2}{2} = 7,34 \text{ A} \quad (2.46)$$

Snímání špičkového proudu cívkou zajišťuje rezistor R_{SNS} , připojený mezi piny CSP a CSN. Prahové napětí U_{SNS} je 50 mV a maximální hodnota rezistoru vychází:

$$R_{SNS} = \frac{U_{SNS}}{I_{LP_BOOST}} = \frac{0,05}{7,34} = 6,81 \text{ m}\Omega \quad (2.47)$$

Pro dostatečnou rezervu nabíjecího proudu byla vybrána hodnota rezistoru $R_{SNS} = 6 \text{ m}\Omega$. Ztrátový výkon, kterého je na rezistoru dosaženo při špičkovém proudu je:

$$P_{RSNS} = I_{LP_BOOST}^2 \cdot R_{SNS} = 7,34^2 \cdot 0,006 = 323,3 \text{ mW} \quad (2.48)$$

Proto je R_{SNS} na desce plošného spoje tvořen dvěma rezistory 1206 s výkonovou zatížitelností 250 mW . Oba rezistory budou kvůli přesnosti měření připojeny čtyřbodovou metodou.

Do smyčky spínacího zdroje byly, z důvodu velmi nízkého odporu v sepnutém stavu $R_{DS(ON)} = 6,8 \text{ m}\Omega$, vybrány čtyři spínací tranzistory NVTFS5C670. $I_D = 70 \text{ A}$, $U_{DS} = 60 \text{ V}$. Tranzistory jsou řízeny prostřednictvím pinů DH1, DL1, DH2 a DL2.

Pro řízení spínacích tranzistorů, připojených na piny DH1 a DH2 je nutné využít zabudovanou napěťovou pumpu. Hodnoty kondenzátorů připojených k nábojové pumpě doporučuje výrobce, proto budou $C_{BST1} = C_{BST2} = 100 \text{ nF}$. Výrobce v nábojové pumpě doporučuje použití Schottkyho diody kvůli menšímu úbytku napětí a kvůli rychlosti. Proto byly vybrány diody BAT46WJ, které pro použití v nábojové pumpě splňují všechna potřebná kritéria.

Spínaný zdroj v topologii H můstek, na rozdíl od topologie Buck vyžaduje velkou výstupní kapacitu. Cílem je minimalizovat výstupní zvlnění na přijatelnou úroveň. Její hodnotu lze vypočítat podle rovnice z katalogového listu. Hodnota požadovaného zvlnění napětí ΔU_{LED}

byla zvolena podle doporučení výrobce na 2 % tak, aby byl výstupní filtr navržen dostatečně robustně:

$$C_{OUT} = \frac{I_{LED} \cdot 2 \cdot D_{BUCK}}{\Delta U_{LED} \cdot f_{SW}} = \frac{5 \cdot 2 \cdot 0,75}{0,02 \cdot 12 \cdot 400000} = 78,13 \mu F \quad (2.49)$$

Celková výstupní kapacita, která bude na desce plošných spojů osazena je $C_{OUT} = 104 \mu F$ a skládá se ze dvou elektrolytických kondenzátorů $47 \mu F$ v kombinaci s jedním keramickým kondenzátorem $10 \mu F$, kvůli snížení ekvivalentního sériového odporu.

Spínaný zdroj v režimu snižujícího měniče Buck způsobuje velké zvlnění vstupního napětí. Vyžaduje proto velkou vstupní kapacitu, kterou lze spočítat podle rovnice (2.50). Přípustné zvlnění napětí bylo podle doporučení výrobce zvoleno $\Delta U_{IN} = 2 \%$. Čas sepnutí spínacího tranzistoru t_{ON} lze jednoduše spočítat ze spínací frekvence a mezního činitele plnění v režimu Buck:

$$C_{IN} = \frac{2 \cdot (I_{LED} \cdot t_{ON})}{\Delta U_{IN}} = \frac{2 \cdot (I_{LED} \cdot D_{BUCK} \cdot \frac{1}{f_{SW}})}{\Delta U_{IN}} = \frac{2 \cdot (5 \cdot 0,75 \cdot \frac{1}{400000})}{0,02 \cdot 9} = 104 \mu F \quad (2.50)$$

Vypočítaná hodnota umožňuje použití stejné kapacity jako v případě napájecího zdroje s LM5175 a LM3409, tedy $110 \mu F$, složené ze dvou keramických kondenzátorů $4,7 \mu F$ a jednoho elektrolytického $100 \mu F$. Díky tomu budou výsledky obou zdrojů při porovnávání relevantní.

Kvůli ochraně integrovaného obvodu a také kvůli ochraně výstupních kondenzátorů lze nastavit přepětovou ochranu na výstupu spínaného zdroje. Ta je tvořena rezistorovým děličem připojeného k výstupnímu napětí a pinu FB. Při překročení prahového napětí na pinu $U_{FB} = 1,24 V$ dojde k zastavení spínaného zdroje, čímž je dosaženo toho, že se výstupní napětí nebude dále zvyšovat. Odpor rezistorů v děliči byly vypočteny pro prahovou hodnotu $U_{LED} = 18 V$ a jejich hodnoty jsou $R_{FB1} = 82 k\Omega$ a $R_{FB2} = 6,2 k\Omega$.

Integrovaný obvod disponuje zdrojem pro kompenzaci sklonu. Hodnota proudu v maximu pilového průběhu je $I_{SLOPE(MAX)} = 50 \mu A$. Velikost napětí, které je potřebné pro dostatečnou kompenzaci spínaného zdroje lze vypočítat podle rovnice (2.51). Koeficient 1,5 zahrnutý do výpočtu představuje výrobcem doporučenou rezervu:

$$U_{SLOPE} = D_{BUCK} \cdot \frac{(U_{LED} \cdot R_{SNS})}{L \cdot f_{SW}} = 0,75 \cdot \frac{(12 \cdot 0,006)}{47 \cdot 10^{-6} \cdot 400000} \cdot 1,5 = 4,31 mV \quad (2.51)$$

Množství kompenzace určuje právě toto napětí, ale je nutné ho aplikovat v době ukončení doby sepnutí spínacího tranzistoru t_{ON} . Díky tomu, že je růst kompenzačního proudu určen lineární funkcí, lze hodnotu proudu na konci t_{ON} vypočítat z hodnoty činitele plnění D_{BUCK} .

$$I_{SLOPE(ON)} = I_{SLOPE(MAX)} \cdot D_{BUCK} = 50 \cdot 10^{-6} \cdot 0,75 = 37,5 \mu A \quad (2.52)$$

Rezistor pro kompenzaci sklonu lze z hodnoty proudu a potřebného napětí vypočítat:

$$R_{SLOPE} = \frac{U_{SLOPE}}{I_{SLOPE(ON)}} = \frac{4,31 \cdot 10^{-3}}{37,5 \cdot 10^{-6}} = 114,93 \Omega \quad (2.53)$$

Byla vybrána hodnota rezistoru $R_{SLOPE} = 200 \Omega$, která zajistí spolehlivou a stabilní funkci spínaného zdroje. V případě, že kompenzace sklonu ovlivní funkční rozsah zdroje, bude hodnota dodatečně přizpůsobena.

Pro stabilní funkci spínaného zdroje je nutné nastavit frekvenční kompenzaci zpětnovazební proudové smyčky s chybovým zesilovačem. To zahrnuje výpočet hodnot součástek R_{COMP} a C_{COMP} . Tak jako je uvedeno v katalogovém listu výrobce a jak už bylo dříve uvedeno, stačí kompenzovat funkci spínaného zdroje v režimu Boost. Pro výpočet pracovní šířky pásma je nutné nejprve zjistit frekvenci f_{RHP} .

$$f_{RHP} = \frac{U_{LED} \cdot \frac{U_{IN(MIN)}^2}{U_{LED}}}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot I_{LED}} = \frac{12 \cdot \frac{9^2}{12}}{2 \cdot \pi \cdot 47 \cdot 10^{-6} \cdot 5} = 4573,79 \text{ Hz} \quad (2.54)$$

$$f_{BW} < \frac{1}{3} \cdot f_{RHP} \Rightarrow f_{BW} < 1371,04 \text{ Hz} \quad (2.55)$$

Výpočet frekvence pólu f_P je podmíněn výpočtem výstupní impedance R_{OUT} . Hodnota ΔR_{LED} je dynamický odpor LED, jehož hodnota $0,5 \Omega$ byla určena z Volt-Ampérové charakteristiky v pracovním bodě LED podle grafu na obrázku 2.1:

$$R_{OUT} = \frac{(\Delta R_{LED} + R_{CS}) \cdot U_{LED}}{(\Delta R_{LED} + R_{CS}) \cdot I_{LED} + U_{LED}} = \frac{(0,55 + 0,0375) \cdot 12}{(0,55 + 0,0375) \cdot 5 + 12} = 0,472 \Omega \quad (2.56)$$

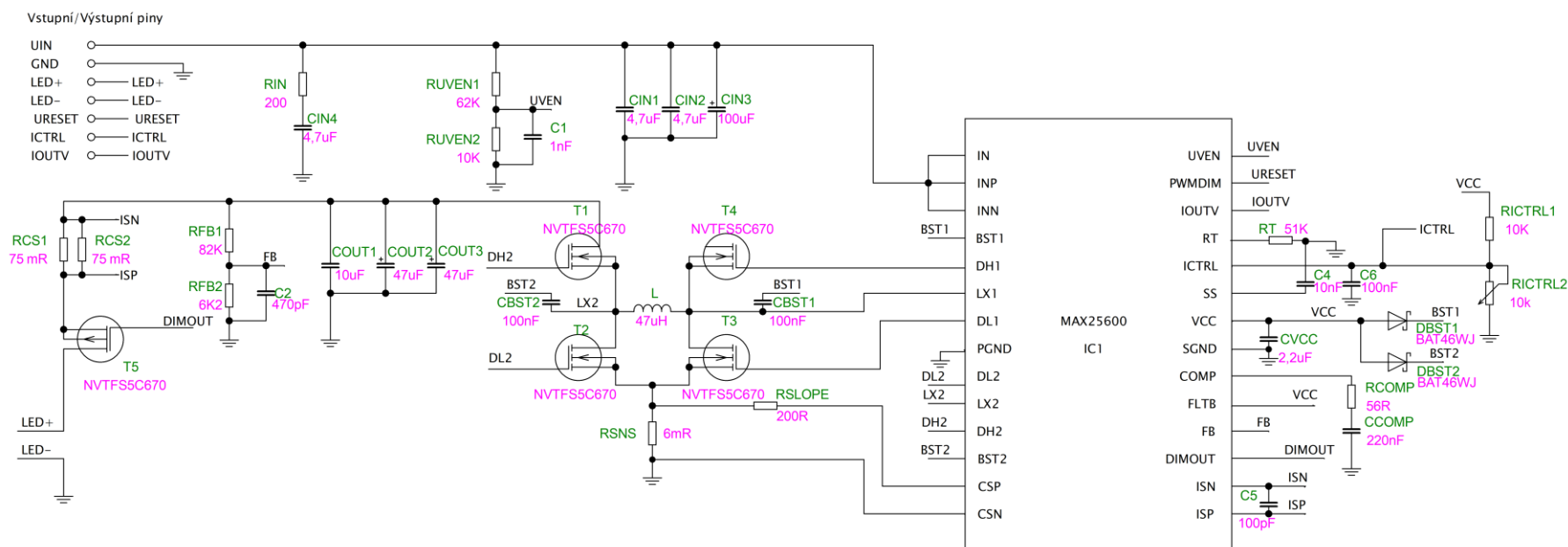
$$f_P = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{OUT} \cdot C_{OUT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,472 \cdot 106 \cdot 10^{-6}} = 3182,9 \text{ Hz} \quad (2.57)$$

$$R_{COMP} = \frac{R_{SNS} \cdot f_{BW}}{g_m \cdot f_P \cdot \frac{U_{IN(MIN)}}{U_{LED}} \cdot R_{CS}} = \frac{0,006 \cdot 1371,04}{1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 3182,9 \cdot \frac{9}{12} \cdot 0,0375} = 51,05 \Omega \quad (2.58)$$

$$C_{COMP} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_P \cdot 5 \cdot R_{COMP}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3182,9 \cdot 5 \cdot 51,05} = 196 \text{ nF} \quad (2.59)$$

Vybrány byly hodnoty $R_{COMP} = 56 \Omega$ a $C_{COMP} = 220 \text{ nF}$.

Rychlé vypínání LED u tohoto spínaného zdroje nelze realizovat pomocí zkratování výstupního napětí. Důvod je ten, že topologie vyžaduje velkou výstupní kapacitu, která uchovává značné množství energie, kterou by bylo při zkratu nutné rychle vybit a po zapnutí zase nabít. Výhodnější v tomto případě je LED od spínaného zdroje odpojit pomocí tranzistoru T_5 , který funguje jako vypínač. Vypínání tranzistoru je však podmíněno i zastavením funkce spínaného zdroje, jinak by se energie injektovaná do rozpojeného odporu projevila prudkým růstem napětí, které by mohlo zničit citlivé vstupy integrovaného obvodu. Integrovaný obvod je vybaven funkcí, která na žádost uživatele dokáže vypnout tranzistor připojený k pinu DIMOUT a zároveň vypne i řízení spínacích tranzistorů. Poklesu napětí na pinu PWMDIM pod $0,2 \text{ V}$ obvod vyhodnotí jako pokyn k vypnutí tranzistoru T_5 a LED je okamžitě odpojena.



Obr. 2.4. Schéma zapojení navrženého napájecího zdroje s MAX25600

2.5. Návrh měniče MAX25601

Informace potřebné pro návrh napájecího zdroje byly čerpány z katalogového listu firmy Maxim Integrated [9].

Integrovaný obvod řídí dva samostatné spínané zdroje. První část návrhu je zaměřena na návrh spínaného zdroje Boost s napětovým výstupem a druhá část na návrh spínaného zdroje Buck s proudovou zpětnou vazbou. První spínaný zdroj nejprve přemění vstupní napětí na konstantní hodnotu napětí $U_{BOOST} = 18 V$. Napětí je zvoleno tak, aby spínaný zdroj fungoval i při maximálním pracovním napětí $16 V$, při napětí vyšším se zdroj vypne. Druhý spínaný zdroj, napájený z konstantního napětí U_{BOOST} , bude řídit LED potřebným proudem.

1) Zvyšující spínaný zdroj, Boost

Spínací frekvenci lze měnit v rozsahu od $200 Hz$ až po $2,2 MHz$. Zvolená hodnota je opět $f_{SW_BOOST} = 400 kHz$. Pro nastavení frekvence se k pinu RT připojuje rezistor R_{RT} , který lze vypočítat podle rovnice z katalogového listu:

$$R_{RT} = \frac{34,2 \cdot 10^9}{f_{SW_BOOST}} - 550 = \frac{34,2 \cdot 10^9}{4 \cdot 10^5} - 550 = 85 k\Omega \quad (2.60)$$

Zvolena byla hodnota odporu $82 k\Omega$.

Výstupního napětí je řízeno pomocí rezistorového děliče připojeného k pinu FB. Prahové napětí je $U_{FB} = 1 V$. R_{FB1} byl zvolen $82 k\Omega$. Hodnota druhého rezistoru byla dopočítána:

$$R_{FB2} = \frac{R_{FB1}}{\left(\frac{U_{BOOST}}{U_{FB}} - 1\right)} = \frac{82000}{\left(\frac{18}{1} - 1\right)} = 4823 k\Omega \quad (2.61)$$

Zvolená hodnota R_{FB1} odporu je $4,7 k\Omega$. Integrovaný obvod chrání ostatní části obvodu v případě, že výstupní napětí U_{BOOST} klesne pod 70 % nastavené hodnoty. V takové situaci automaticky vypne spínání tranzistorů a přejde do bezpečnostního režimu, takzvaného "hiccup" módu. Obvod znova zkouší uvést spínaný zdroj do provozu po uplynutí doby t_{HICCUP_BOOST} :

$$t_{HICCUP_BOOST} = \frac{21504}{f_{SW_BOOST}} = \frac{21504}{4 \cdot 10^5} = 53,7 ms \quad (2.62)$$

Minimální provozní napětí (vstupní ochrana proti podpětí) je nastaveno pomocí napětového děliče, připojeného k pinu UVEN s prahovým napětím $U_{UVEN} = 1,24 V$. V případě nižšího napětí bude spínaný zdroj vypnut. R_{UVEN1} byl zvolen na $82 k\Omega$. R_{UVEN2} vypočteme:

$$R_{UVEN2} = \frac{R_{UVEN1}}{\left(\frac{U_{IN(MIN)}}{U_{UVEN}} - 1\right)} = \frac{82000}{\left(\frac{9}{1,24} - 1\right)} = 13,10 k\Omega \quad (2.63)$$

Byla zvolena hodnota $R_{UVEN2} = 13 k\Omega$.

Pro výpočet potřebné indukčnosti spínací cívky je nutné vypočítat další veličiny. Maximální proud cívkou teče při nejnižším vstupním napětí, tudíž je potřeba vypočítat maximální činitel plnění D_{MAX} . Hodnoty U_{DS_T} a U_{DS_D} jsou předpokládáné úbytky napětí na spínacím tranzistoru, respektive na tranzistoru nahrazujícím diodu. Pro výpočet zvlnění vstupního napětí ΔV_{IN} bylo počítáno s hodnotou 2 %.

$$D_{MAX} = \frac{(U_{BOOST} + U_{DS_D} + \Delta V_{IN} - V_{IN(MIN)})}{(V_{BOOST} + U_{DS_D} - U_{DS_T})} = \frac{(18 + 0,2 + (0,02 \cdot 9) - 9)}{(18 + 0,2 - 0,2)} = 0,52 \quad (2.64)$$

Potřebný výstupní proud ze zvyšujícího spínaného zdroje lze vypočítat ze známé hodnoty výkonu potřebného pro LED, výstupního napětí spínaného zdroje Boost a předpokládané účinnosti spínaného zdroje Buck, která byla odhadnuta na $\eta_{BUCK} = 90\%$.

$$I_{BOOST} = \frac{P_{LED}}{U_{BOOST} \cdot \eta_{BUCK}} = \frac{60}{18 \cdot 0,9} = 3,7 \text{ A} \quad (2.65)$$

Z vypočítaných hodnot D_{MAX} a I_{BOOST} lze vypočítat střední hodnotu proudu cívky:

$$I_{LBOOST} = \frac{I_{BOOST}}{1 - D_{MAX}} = \frac{3,7}{1 - 0,52} = 7,71 \text{ A} \quad (2.66)$$

Pro výpočet hodnoty špičkového proudu cívky $I_{LPBOOST}$ bylo uvažováno zvlnění proudu cívky $\Delta I_{LBOOST} = 20\%$:

$$I_{LPBOOST} = I_{LBOOST} + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_{LBOOST} = 7,71 + \frac{1}{2} \cdot 0,2 \cdot 7,71 = 8,48 \text{ A} \quad (2.67)$$

Minimální potřebnou hodnotu indukčnosti cívky vypočteme:

$$L_{BOOST} = (V_{IN(MIN)} - \Delta V_{IN} - U_{DS_D}) \cdot \frac{D_{MAX}}{f_{SWBOOST} \cdot \Delta I_{LBOOST}} \\ = (9 - (0,02 \cdot 9) - 0,2) \cdot \frac{0,52}{400000 \cdot 0,2 \cdot 7,71} = 7,27 \mu H \quad (2.68)$$

Byla vybrána cívka $47 \mu H$ s proudovou zatížitelností $8,7 \text{ A}$, která vyhovuje vypočítané hodnotě $I_{LBOOST} = 7,71 \text{ A}$. Stejně tak saturační proud cívky $9,5 \text{ A}$ je dostatečný pro vypočítanou špičkovou hodnotu proudu $I_{LPBOOST} = 8,48 \text{ A}$. Ze špičkové hodnoty proudu cívky a prahového napětí mezi piny INN a INP $U_{SNS_BOOST} = 80 \text{ mV}$ lze vypočítat maximální hodnotu rezistoru snímajícího proud cívky:

$$R_{SNS_BOOST} = \frac{U_{SNS_BOOST}}{I_{LPBOOST}} = \frac{0,08}{8,48} = 9,43 \text{ m}\Omega \quad (2.69)$$

Byla vybrána hodnota rezistoru $7 \text{ m}\Omega$ s výkonovou zatížitelností 1 W . Špičkový výkon na rezistoru bude:

$$P_{RSNS_BOOST} = \frac{U_{SNS_BOOST}^2}{R_{SNS_BOOST}} = \frac{0,08^2}{0,007} = 0,91 \text{ W} \quad (2.70)$$

Tranzistory ve spínaném zdroji jsou řízeny z pinů DH1 a DL1. Vybrány byly NVTFS5C670, $R_{DS} = 6,8 \text{ m}\Omega$, $I_D = 70 \text{ A}$, $U_{DS} = 60 \text{ V}$.

Integrovaný obvod disponuje také funkcionalitou pro bezpečný start spínaného zdroje (Anglicky označováno „Soft Start“). Obvykle bývá doba rozběhu spínaného zdroje nastavována kapacitou připojenou k pinu SS. V tomto případě je funkcionalita řešena interně na čipu a doba rozběhu je určena pouze spínací frekvencí:

$$t_{SS_BOOST} = \frac{3712}{f_{SWBOOST}} = \frac{3712}{4 \cdot 10^5} = 9,2 \text{ ms} \quad (2.71)$$

Minimální kapacita pro vstupní a výstupní kapacita pro dostatečnou filtraci je počítána pomocí rovnic 2.72 a 2.73. Maximální zvlnění napětí bylo uvažováno 2% .

$$C_{IN} = \frac{I_{LBOOST}}{\Delta U_{IN} \cdot f_{SW} \cdot 4} = \frac{7,71}{0,02 \cdot 9 \cdot 400000 \cdot 4} = 26,78 \mu F \quad (2.72)$$

$$C_{OUT} = \frac{I_{BOOST} \cdot (1 - D_{MAX})}{\Delta U_{BOOST} \cdot f_{SW}} = \frac{3,7 \cdot (1 - 0,52)}{0,02 \cdot 18 \cdot 400000} = 12,33 \mu F \quad (2.73)$$

Hodnoty vstupní i výstupní kapacity byly vybrány stejné jako v případě spínaného zdroje s LM5175. To znamená, že pro vstupní filtraci budou použity dva keramické kondenzátory $4,7 \mu F$ a jeden elektrolytický $100 \mu F$. Výstupní kondenzátory budou dva elektrolytické $100 \mu F$ v kombinaci se dvěma keramickými kondenzátory $10 \mu F$.

Nastavení kompenzačního obvodu, připojeného k pinu COMP, nelze určit pomocí výpočtů, protože výrobce v nedokončeném katalogovém listu nevydal potřebné rovnice. Hodnoty budou použity ze vzorového zapojení v katalogovém listu a upraveny během oživení tak, aby byla zajištěna stabilní a spolehlivá funkce spínaného zdroje.

Podle doporučení z katalogového listu byly doplněny i další potřebné kapacity na některé piny integrovaného obvodu, stejně jako kondenzátory a diody pro nábojové pumpy.

2) Snižující spínaný zdroj, Buck

Spínaný zdroj reguluje výstupní proud pomocí precizní metody řízení střední hodnoty proudu. Kvůli ochraně integrovaného obvodu a výstupních kapacit je nutné nastavit přepět'ovou ochranu. Rezistorový dělič je připojen z výstupu na pin OUT s prahovým napětím $3 V$. Pro výstupní prahové napětí $14 V$ byly vypočítány hodnoty rezistorů $R_{OUT1} = 82 k\Omega$ a $R_{OUT2} = 22 k\Omega$.

Spínací frekvence f_{SWBUCK} je nastavována pomocí rezistoru připojeného mezi pin TON a napětí U_{BOOST} v kombinaci s kondenzátorem připojeným k zemi. Frekvenci definuje pilové napětí, jehož strmost určuje kondenzátor C_{TON} a rezistor R_{TON} , díky množství proudu injektovaného do pinu TON. Rozsah spínacích frekvencí spínaného zdroje Buck je od $100 kHz$ do $1 MHz$, nastavena byla frekvence $440 kHz$ tak, aby nedocházelo k překrývání spínací frekvence obou spínaných zdrojů:

Pro výpočet spínací frekvence byl zvolen kondenzátor $C_{TON} = 470 pF$.

$$R_{TON} = \frac{R_{OUT2} + R_{OUT1}}{C_{TON} \cdot R_{OUT2} \cdot f_{SWBUCK}} = \frac{82000 + 22000}{470 \cdot 10^{-12} \cdot 22000 \cdot 440000} = 22,86 k\Omega \quad (2.74)$$

Byla zvolena hodnota $R_{TON} = 22 k\Omega$. Výrobce ještě upravuje výběr rezistoru R_{TON} , aby jeho hodnota splňovala následující kritérium:

$$\begin{aligned} R_{TON} &> \left(\frac{U_{IN(MAX)}}{50mV} - 1 \right) \cdot 30 \\ R_{TON} &> \left(\frac{18}{50mV} - 1 \right) \cdot 30 \\ 22000 &> 10770 \end{aligned} \quad (2.75)$$

Spínací frekvence je kvůli nastavení pevné doby t_{ON} závislá na velikosti vstupního napětí. To je však nastaveno na konstantní úroveň, proto se ani spínací frekvence měnit nebude.

Výstupní proud integrovaný obvod snímá na rezistoru R_{CS} , připojeného mezi piny CSP a CSN. Rezistor snímá proud protékající přes tranzistor T_4 , ten však v době vypnutí T_3 odpovídá přesně proud I_{LED} . Maximální prahová hodnota pro nastavení proudu je $U_{CS} = 0,24$.

$$R_{CS} = \frac{U_{CS}}{I_{LED}} = \frac{0,24}{5} = 48 m\Omega \quad (2.76)$$

Byla zvolena hodnota rezistoru $R_{CS} = 33 \text{ m}\Omega$ v pouzdře 0612 s výkonovou zatížitelností 1 W . Nižší hodnota odporu sníží výkonové ztráty.

$$P_{RCS} = R_{CS} \cdot I_{LED}^2 = 0,033 \cdot 5^2 = 0,833 \text{ W} \quad (2.77)$$

Prahovou hodnotu napětí mezi piny CSP a CSN U_{CS} lze lineárně řídit napětím U_{REFI} připojeným k pinu REFI. Zesílení, určující poměr mezi U_{CS} a U_{REFI} má hodnotu 5. Napětí U_{REFI} pro nastavení $I_{LED} = 5 \text{ A}$ musí být:

$$U_{REFI} = 5 \cdot R_{CS} \cdot I_{LED} = 5 \cdot 0,03 \cdot 5 = 0,75 \text{ V} \quad (2.78)$$

Pin REFI bude připojen přes rezistorový dělič a kapacitní filtr k výstupnímu pinu procesoru, který tak může nastavit na pinu libovolnou úroveň napětí v rozsahu $0 - 3,3 \text{ V}$.

Proud cívkou bude stejný jako proud I_{LED} . Potřebnou indukčnost cívky lze spočítat podle rovnice v katalogovém listu. V rovnici (2.81) bylo počítáno se zvlněním $\Delta I_{LED} = 20\%$, nejdříve je však potřeba spočítat t_{ON} :

$$D_{BUCK} = \frac{U_{LED}}{U_{BOOST} \cdot \eta_{BUCK}} = \frac{12}{18 \cdot 0,9} = 0,74 \quad (2.79)$$

$$t_{ON} = \frac{D_{BUCK}}{f_{SW}} = \frac{0,74}{440000} = 1,68 \text{ }\mu\text{s} \quad (2.80)$$

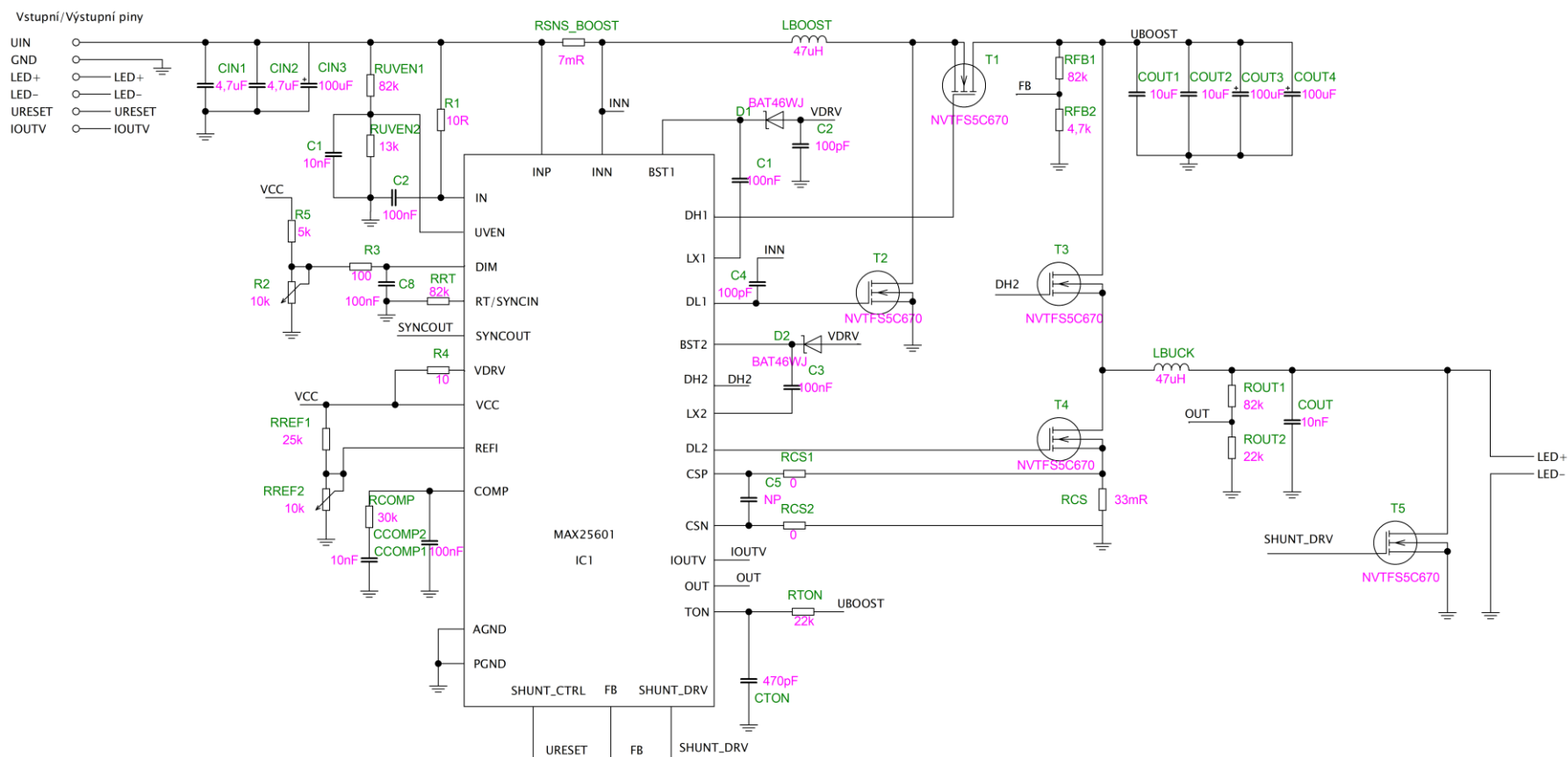
$$L_{BUCK} = (U_{BOOST} - U_{LED}) \cdot t_{ON} \cdot \Delta I_{LED} = (18 - 12) \cdot 1,68 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2 \cdot 5 = 10 \text{ }\mu\text{H} \quad (2.81)$$

Byla opět vybrána stejná cívka s indukčností $47 \text{ }\mu\text{H}$. Proudová zatížitelnost $8,7 \text{ A}$ i saturační proud $9,5 \text{ A}$ cívky jsou pro I_{LED} dostatečné.

Tranzistory v hlavní smyčce spínaného zdroje jsou řízeny z pinů DH2 a DL2. Vybrány byly NVTFS5C670, $R_{DS} = 6,8 \text{ m}\Omega$, $I_D = 70 \text{ A}$, $U_{DS} = 60 \text{ V}$.

Podle doporučení z katalogového listu byly doplněny potřebné kapacity na některé piny integrovaného obvodu, stejně jako kondenzátory a diody pro nábojové pumpy. Doporučena hodnota kapacit pro nábojovou pumpu je 100 nF .

Výstupní kapacita pro filtraci zvlnění výstupního napětí nebude připojena žádná. Umožní to rychlé vypínání LED pomocí zkratování výstupního napětí pomocí MOSFET tranzistoru, připojeného k výkonovému pinu SHUNT_DRV. Na rozdíl od integrovaného obvodu LM3409, je obvod pro buzení GATE elektrody integrován přímo na čipu MAX25601, proto není potřeba další integrovaný obvod UCC27511A. Vypínání LED je řízeno signálovým vstupem SHUNT_CTRL. Kvůli ochraně vůči elektrostatickým výbojům bude k výstupu připojen pouze malý kondenzátor s kapacitou 10 nF .

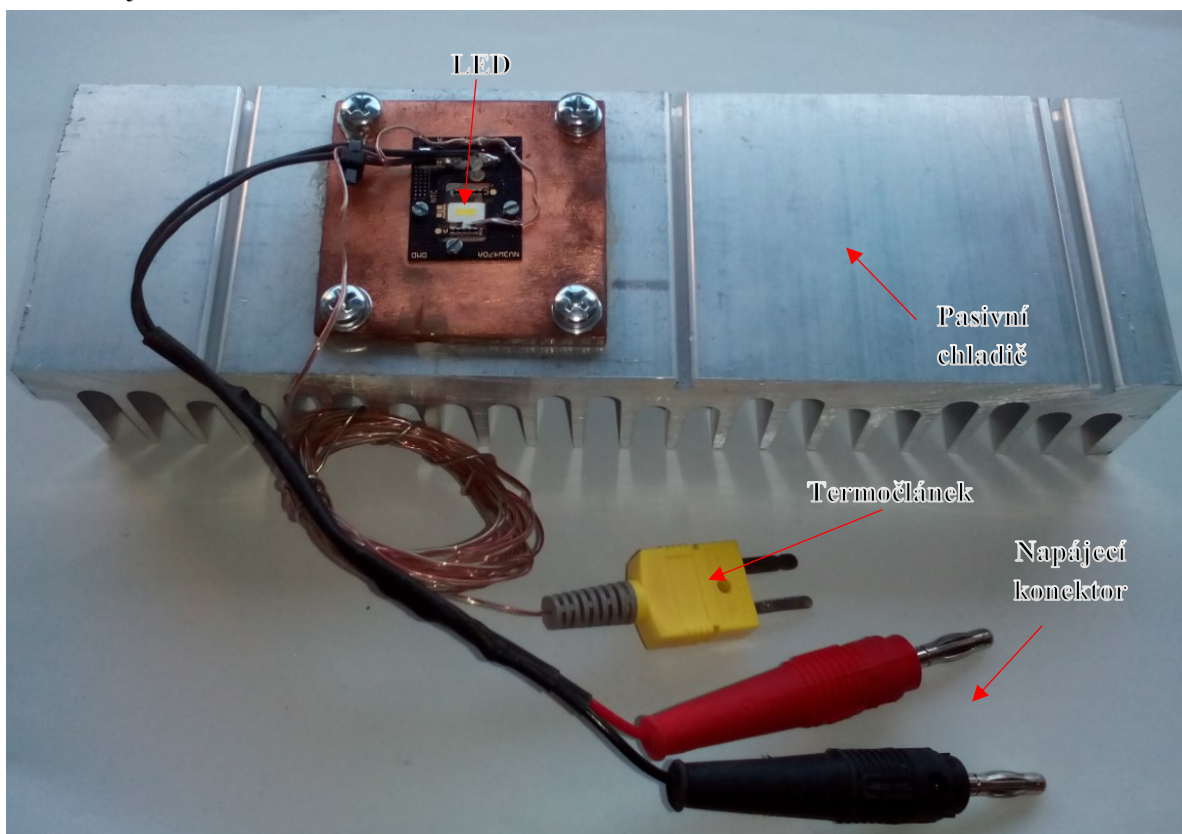


Obr. 2.5. Schéma zapojení navrženého napájecího zdroje s MAX25601

3. Oživení navržených napájecích zdrojů a jejich měření

Pro ověření správnosti návrhu napájecích zdrojů, testování a porovnání jejich funkce budou použity vývojové moduly, dodané výrobcí jednotlivých integrovaných obvodů. Ty byly na základě hodnot vypočítaných v předchozích kapitolách upraveny tak, aby bylo možné je použít přímo pro aplikaci řízení DMD LED s požadovanými parametry. Díky tomu byla minimalizována možnost chyby při návrhu desky plošných spojů. Výhodou také je, že výrobci při návrhu vývojového modulu respektují obecná pravidla pro kreslení plošných spojů jako například používání velkých ploch pro chlazení výkonových komponentů, stínění cest, které vedou vysokofrekvenční signály, vedení výkonových cest co nejkratší trasou, umístění kapacit v obvodu nábojové pumpy co nejblíže integrovanému obvodu, blokování vstupů a výstupů integrovaných obvodů pomocí filtračních kapacit umístěných co nejblíže pinům a podobně.

Všechny napájecí zdroje byly oživeny se stejnou zátěží, s LED uvedenou v kapitole 3. LED je kvůli koncentraci velkého množství tepla na malém prostoru umístěna na měděném chladiči, který má za úkol teplo co nejlépe převést do hliníkového chladiče, který teplo rozptýlí do okolí. Během měření LED bylo nutné hlídat její teplotu, protože při překročení mezní teploty dochází k nevratným změnám na čipu, někdy až k destrukci LED. Fotografie LED umístěné na chladiči je na obr. 3.1.



Obr. 3.1. Foto LED zátěže pro navržené měniče

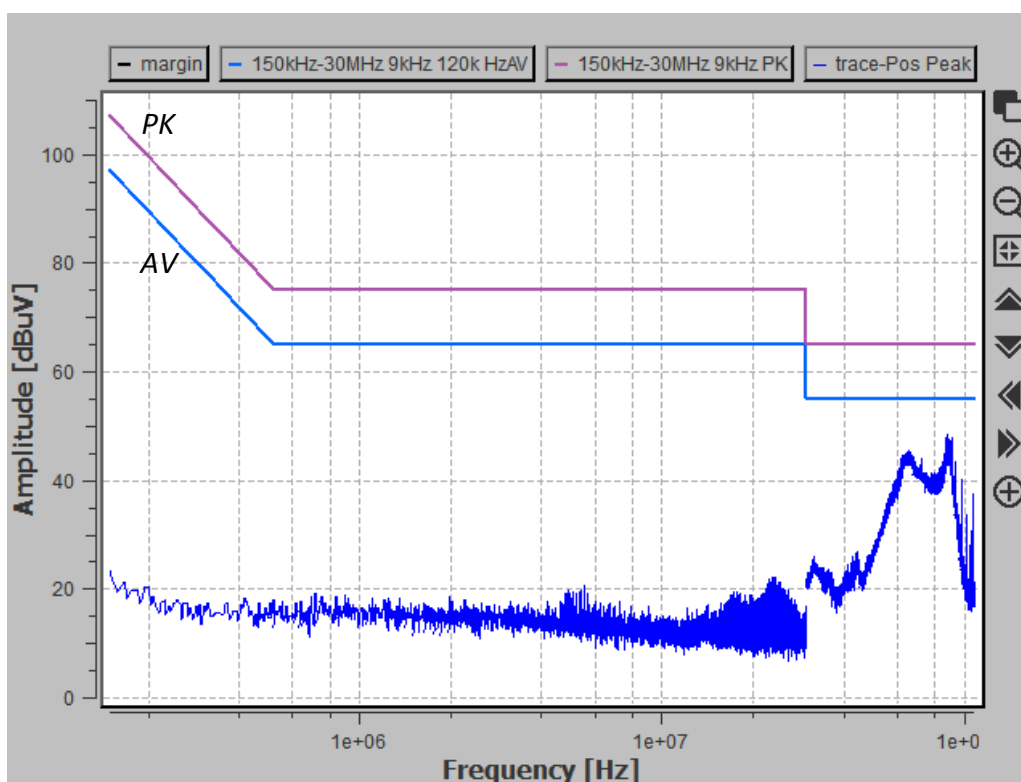
Při oživení každého napájecího zdroje je potřeba postupovat systematicky. Nejdříve se budou měřit základní parametry, tedy výstupní proud I_{LED} a výstupní napětí U_{LED} . Dále je potřeba ověřit, jestli spínací frekvence odpovídá požadované hodnotě, nebo jestli proud tekoucí cívkou nepřekračuje její limitní hodnoty. Nakonec jsme změřili účinnost každého spínaného zdroje, rychlost vypínání LED a také množství vyzařovaného elektromagnetického signálu.

Pro měření účinnosti napájecích zdrojů LED byl použit laboratorní zdroj s funkcí čtyřbodového řízení napětí, které bylo snímáno přímo na konektoru napájecího zdroje. Tím byly kompenzovány ztráty na přívodních vodičích.

Pro přesné nastavení výstupní zátěže byla použita aktivní umělá zátěž, která dokáže nahradit charakteristiku LED. Tato zátěž má také funkci čtyřbodového řízení, díky kterému byly kompenzovány ztráty v propojovací kabeláži. Díky preciznímu nastavení bude přesnost měření účinnosti vysoká.

Množství elektromagnetického rušení bylo snímáno metodou měření rušení šířeného po vodičích, tedy rušení, které se v provozu šíří kabeláží až do sítě automobilu. Na měření množství vyzařovaných signálů lze využít také metodu, měření pomocí antény. Tato metoda však je náročnější, protože pro měření vyžaduje Faradayovu klec, která pro porovnání napájecích zdrojů nebyla k dispozici. Základní porovnání napájecích zdrojů metodou měření rušení šířeného po vodičích je dostatečné.

Každý napájecí zdroj byl připojen pomocí předepsané, 25 centimetrů dlouhé, vstupní kabeláže. Celkové rušení, které záznamové zařízení měří, neodpovídá skutečnému množství rušení, které vyzařuje napájecí zdroj. Důvod je ten, že okolní rušení, které se vyskytuje v každém prostředí nelze při měření eliminovat. Pro určení množství rušení z napájecího zdroje je nutné zohlednit právě množství okolního šumu, který je vidět i ve vypnutém stavu napájecího zdroje, tak jako je ukázáno na obr. 3.2. V každém měřeném grafu jsou vyznačeny dvě limitní hranice. První limit, značený modrou barvou, je průměrná hodnota rušení ("AV") a druhý limit, označen fialově, je špičková hodnota rušení ("PK").

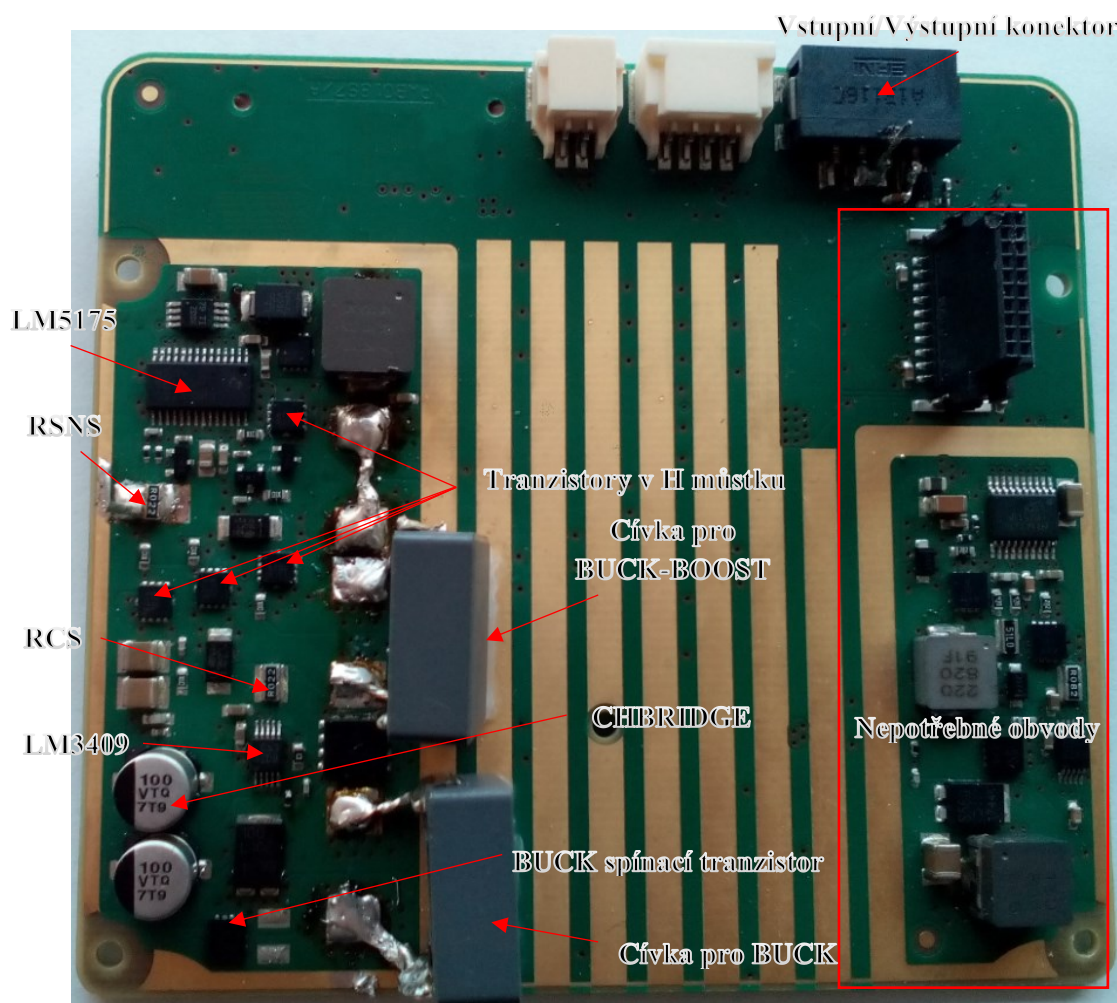


Obr. 3.2. Průběh rušení z okolí s vyznačenými základními limity specifikace.

3.1. Napájecí zdroj s LM5175 a LM3409

Oživení prvního z napájecích zdrojů vyžadovalo drobné úpravy desky plošných spojů. Vybrané cívky nebylo možné připojit na plochy původních cívek, proto byly umístěny do vertikální polohy a elektricky připojeny pomocí přidáných vodičů.

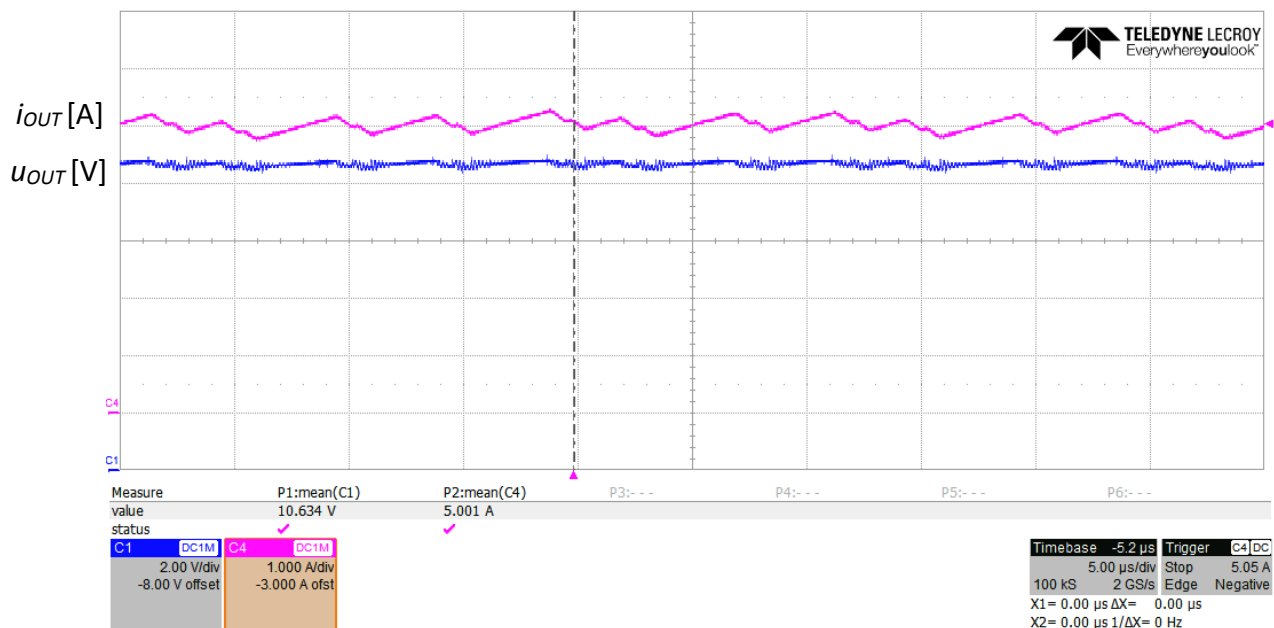
Použitý vývojový modul obsahuje další elektronické obvody, které však nebyly využity. Jsou označeny v obr. 3.3.



Obr. 3.3. Foto oživeného a upraveného driverů LM5175 a LM3409

3.1.1 Měření proudu a napětí LED

Po přivedení řídicího napětí na pin IADJ byl napájecí zdroj připojen k laboratornímu zdroji, který nahrazuje baterii. Během kontroly základních funkcí bylo zjištěno, že výstupní parametry odpovídají předpokládaným hodnotám.

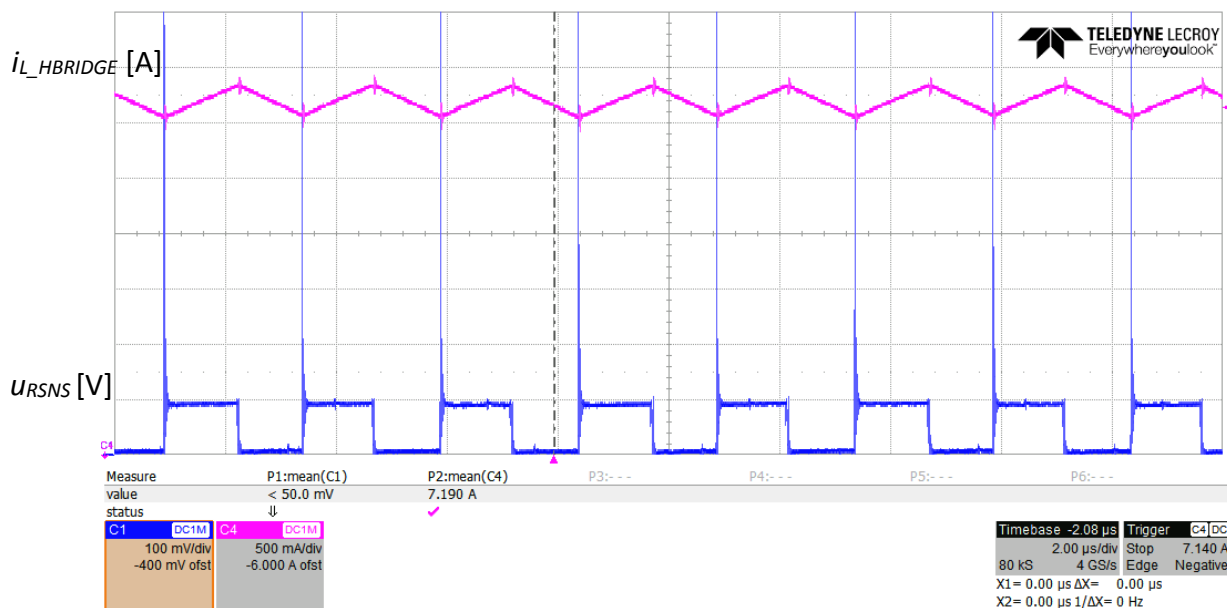


Obr. 3.4. Proud a napětí LED, spínaný zdroj s LM5175 a LM3409

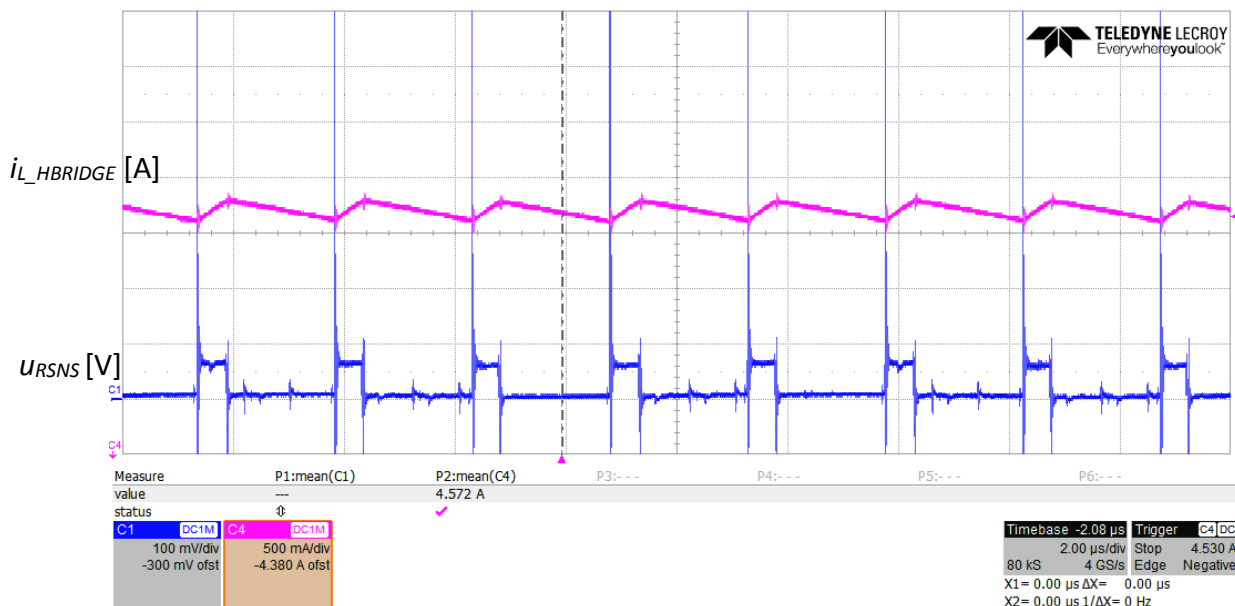
Obrázek 3.4 ukazuje průběh proudu I_{LED} a napětí U_{LED} na výstupu napájecího zdroje s LM5175 a LM3409. Při testování vstupního napětíového rozsahu byla potvrzena funkcionality od 9 do 16 V. V celém rozsahu byl průběh proudu neměnný a stabilní, proto není potřeba zasahovat do nastavení kompenzace. Změřená hodnota napětí $U_{LED} = 10,63 \text{ V}$ je nižší než byla započítána při návrhu spínaného zdroje.

Absolutní hodnota zvlnění proudu, který teče přes LED, je $\Delta I_{LED} = 400 \text{ mA}$. To odpovídá relativní hodnotě zvlnění 8 %.

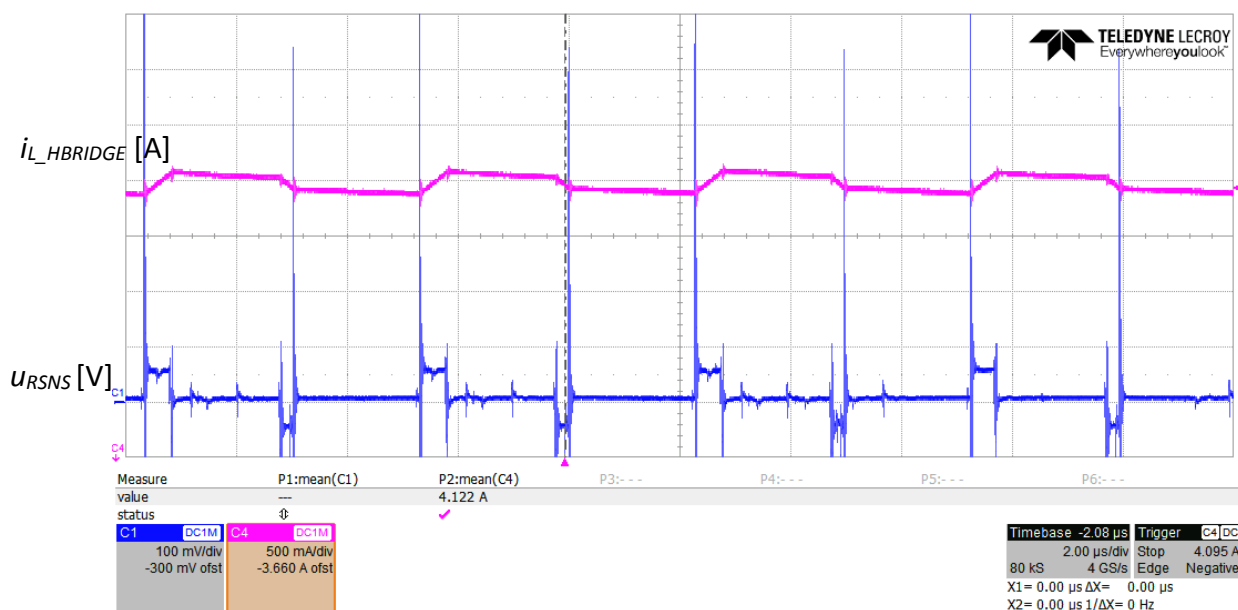
3.1.2 Měření proudu cívkou



Obr. 3.5. Proud cívkou, spínaný zdroj s LM5175 při vstupním napětí 9 V



Obr. 3.6. Proud cívkou, spínaný zdroj s LM5175 při vstupním napětí 13,5 V

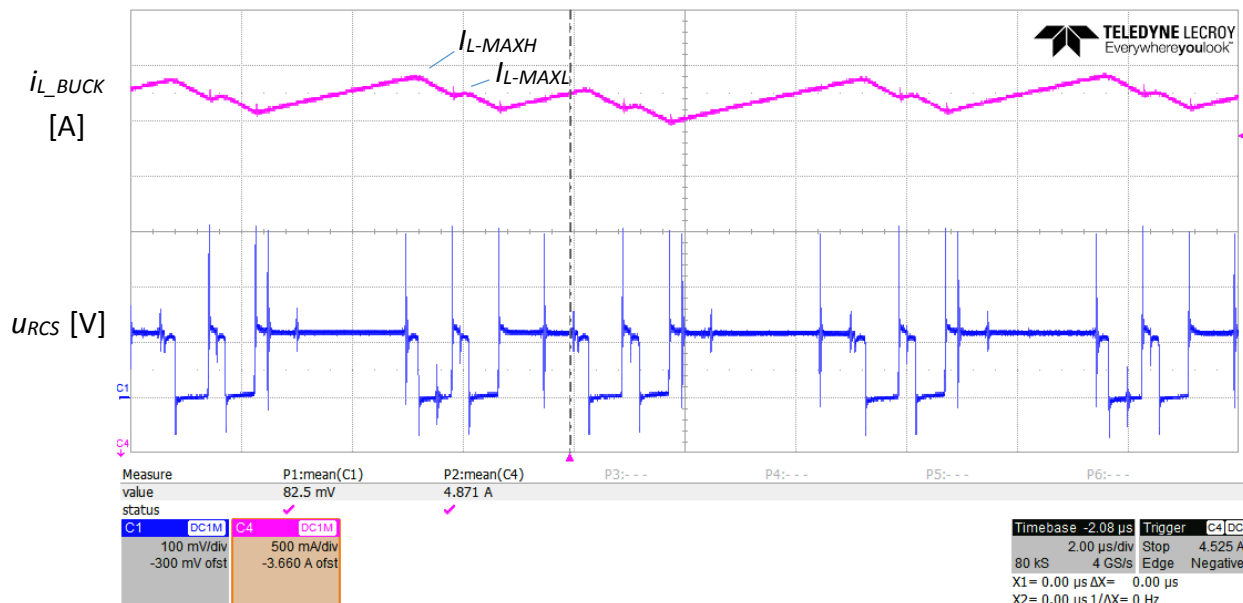


Obr. 3.7. Proud cívkou, spínaný zdroj s LM5175 při vstupním napětí 16 V

U integrovaného obvodu s LM5175 je cívka zapojena v topologii H můstek. Při vstupním napětí v rozsahu od 9 do 15 V pracuje spínaný zdroj v režimu Boost, viz obrázek 3.5 a 3.6. Od 15V zdroj pracuje v kombinovaném režimu Buck-Boost viz obrázek 3.7. Do režimu Buck se zdroj dostane při vyšších napětích.

Naměřená střední hodnota proudu cívkou při minimálním vstupním napětí je $I_{LHBRIDGE} = 7,19 \text{ A}$, což s ohledem na odhad účinnosti a nižšího skutečného napětí U_{LED} , přibližně odpovídá vypočítané hodnotě 8,24 A. Při výpočtu potřebné indukčnosti bylo pro vstupní napětí 9 V počítáno s maximálním zvlněním proudu cívky 20%. Z průběhu na obr. 3.5 byla naměřena hodnota maximálního zvlnění $\Delta I_{LHBRIDGE} = 280 \text{ mA}$. Z toho vyplývá, že díky použití cívky s vyšší indukčností $L_{HBRIDGE}$ se toto zvlnění snížilo na 3,9 %.

Z obrázku lze odečíst také čas jedné spínací periody, který je $2,5 \mu\text{s}$. Z toho plyne, že frekvence je přesně 400 kHz .



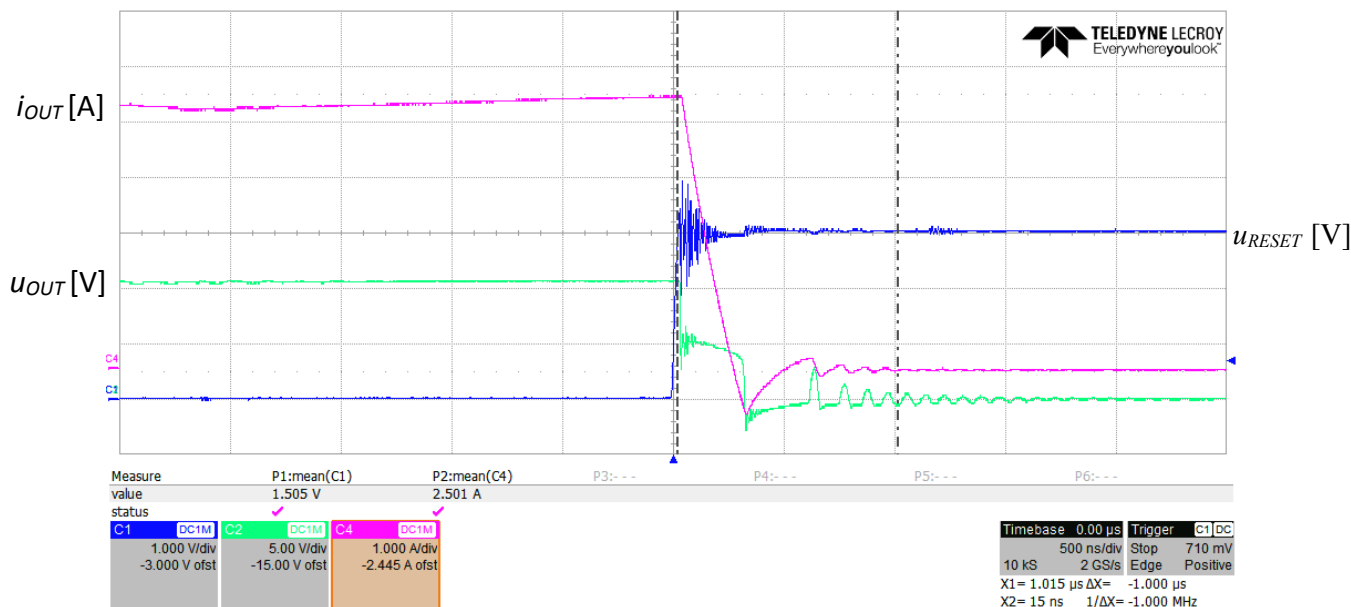
Obr. 3.8. Proud cívku, spínaný zdroj s LM3409

Proud cívku ve spínaném zdroji s LM3409 je stejný jako proud I_{LED} , jehož průběh byl ukázán na obr. 3.4. Na obr. 3.8 je proud cívku konfrontován s napětím na snímacím rezistoru R_{CS} . Zvlnění proudu na cívce je díky konstantnímu napětí z prvního stupně, H můstku, nezávislé na velikosti vstupního napětí. Absolutní hodnota zvlnění proudu je přibližně 400 mA , což odpovídá zvlnění $8,2 \%$.

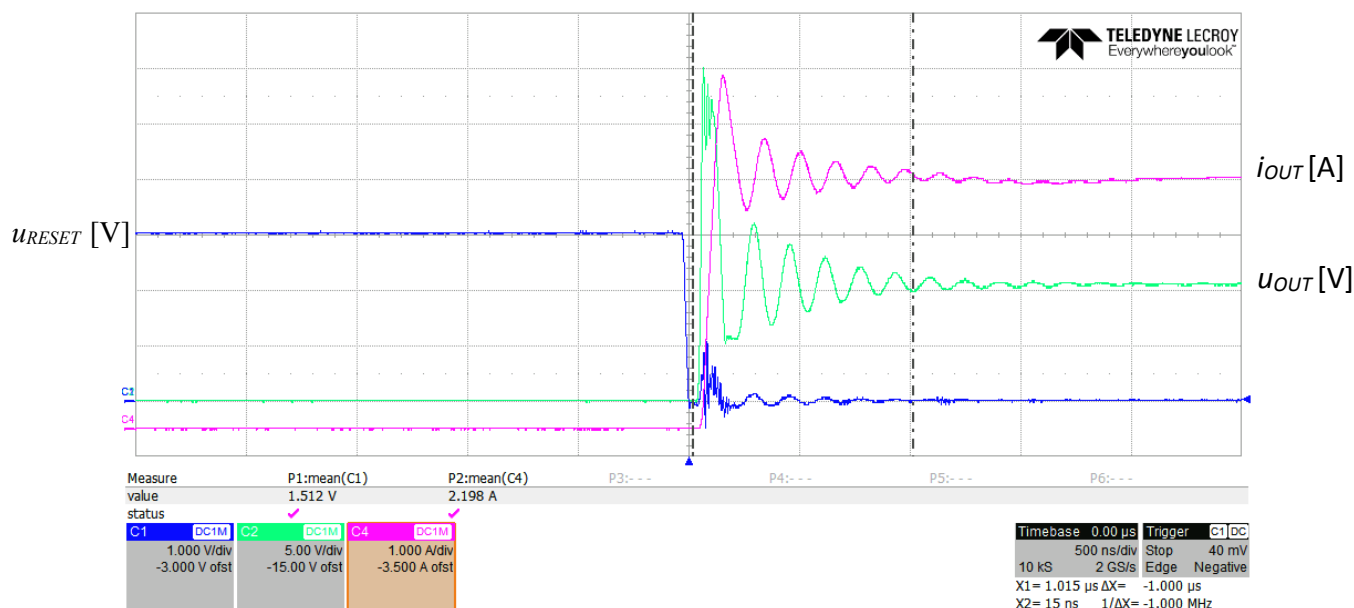
Komparátor, který měří napětí na R_{CS} je ovlivňován parazitním napětěovým ofsetem, což by normálně způsobovalo chybu měření proudu. Na obrázku je však vidět, že nabíjení cívky během jedné periody proběhne dvakrát a to právě z důvodu eliminace napětěového ofsetu. Polarita vstupů komparátoru se během obou částí nabíjení otočí a po sečtení naměřených hodnot napětí U_{CS} je ofset automaticky kompenzován.

Z obrázku 3.8 je vidět, že spínací perioda je proměnlivá. Doba periody by na základě stanovené frekvence 300 kHz měla být $3,33 \mu\text{s}$.

3.1.3 Měření rychlosti vypínání LED



Obr. 3.9. Průběh sestupné hrany při vypnutí LED, napájecí zdroj s LM5175 a LM3409

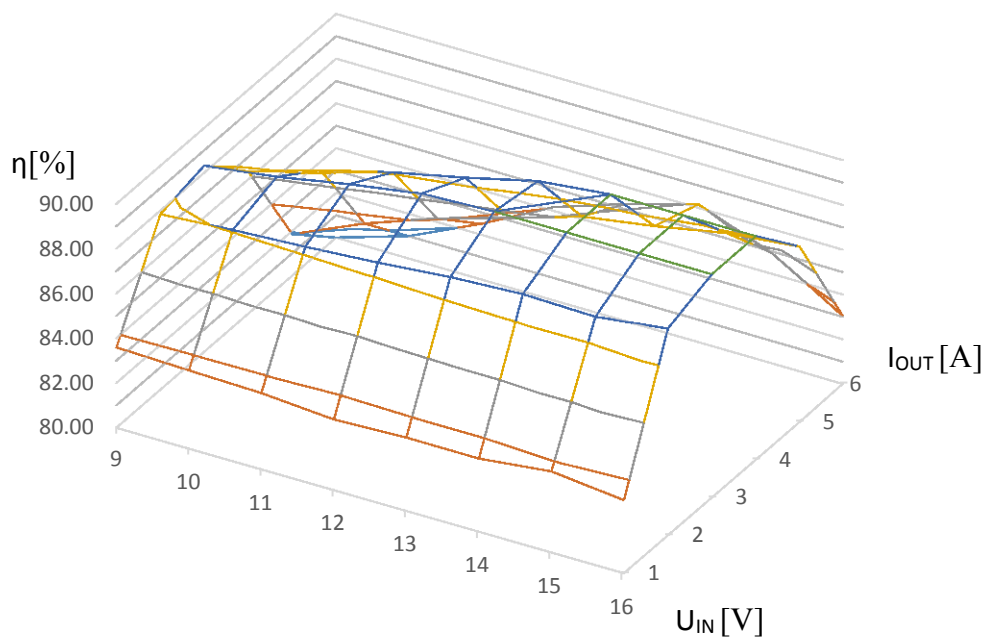


Obr. 3.10. Průběh náběžné hrany při zapnutí LED, napájecí zdroj s LM5175 a LM3409

Jedním z důležitých požadavků byla dostatečná rychlost náběžné a sestupné hrany při vypínání LED. Potřebná doba vypnutí i zapnutí LED byla pod $1 \mu\text{s}$. V obrázcích výše byl časový úsek $1 \mu\text{s}$ vyznačen pomocí vertikálních kurzorů na osciloskopu. Doba skutečně naměřené náběžné hrany $t_r = 0,1 \mu\text{s}$ a doba sestupné hrany $t_f = 0,25 \mu\text{s}$ splňuje požadavky s dostatečnou rezervou.

Překmit proudu viditelný v grafu překračuje maximální limit $I_{LED} = 6 \text{ A}$, který je definován v katalogovém listu výrobce, ale výrobce zároveň dovoluje krátkodobě překročit maximální hodnotu proudu až do hodnoty 10 A , maximálně však na dobu kratší než $10 \mu\text{s}$.

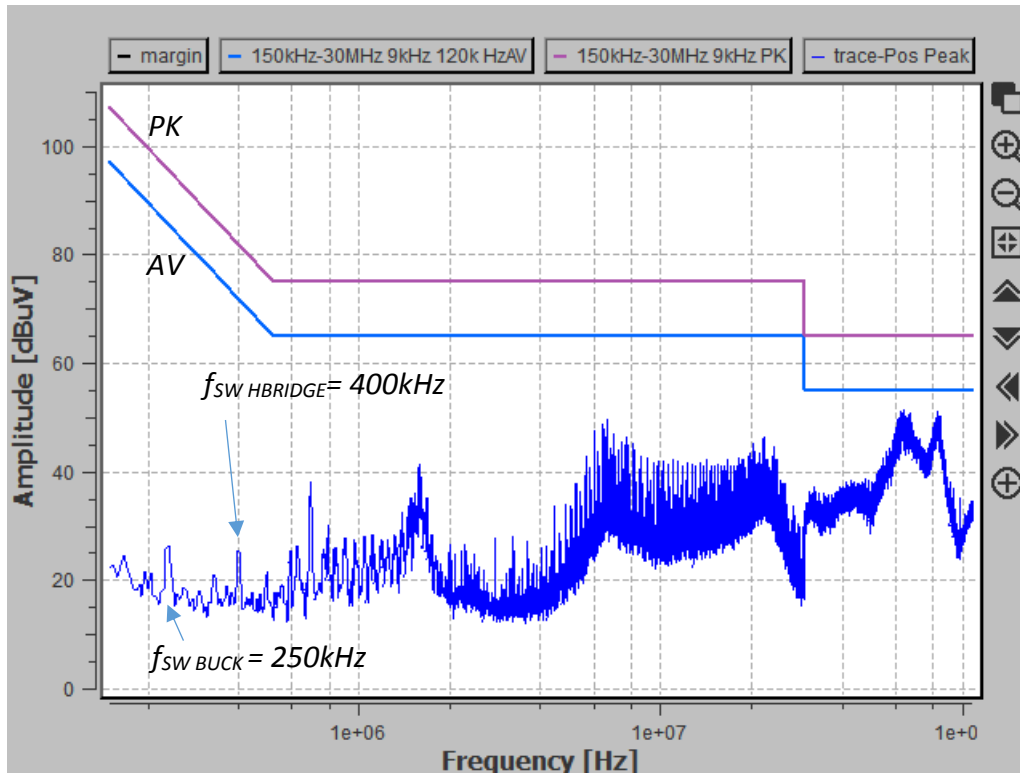
3.1.4 Měření účinnosti



Obr. 3.11. Trojrozměrná charakteristika účinnosti, spínaný zdroj s LM5175 a LM3409

Očekávaná účinnost napájecího zdroje s LM5175 a LM3409 byla nejnižší ze všech navržených napájecích zdrojů. Důvodem je použití dvou oddělených spínaných zdrojů, navíc jedním jednočinným. Pro požadovaný proud $I_{LED} = 5\text{ A}$ byla nejvyšší účinnost 87,8 % a to při maximálním vstupním napětí 16 V. Hodnota účinnosti, při typickém napětí autobaterie 13,5 V, byla 86,5 %.

3.1.5 Měření množství vyzařovaného rušení



Obr. 3.12. Měřené rušení spínaného zdroje s LM5175 a LM3409

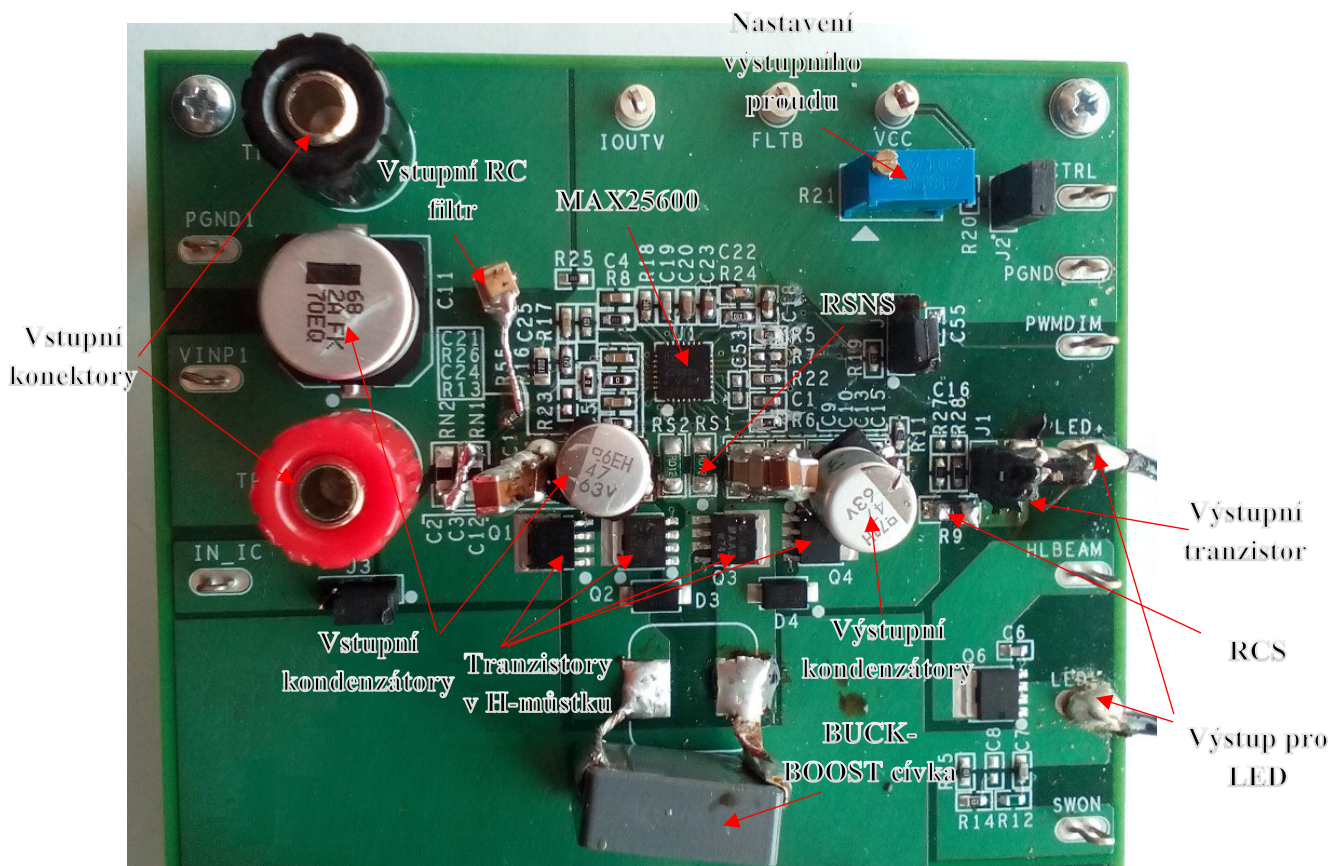
Na obrázku 3.12 je vidět naměřené rušení vyzařované z napájecího zdroje s LM5175 a LM3409.

Nejlépe patrná je spínací frekvence spínaného zdroje H můstek s LM5175, která je přesně 400 kHz. Při měření byla funkce rozmitání vypnutá. Frekvence spínaného zdroje s LM3409, která má být nastavena na 300 kHz se ve frekvenčním spektru pohybuje okolo hodnoty 250 kHz. Nicméně úroveň rušících signálů, pocházejících ze spínací frekvence, jsou ve srovnání s rušením v rozsahu od 6 MHz do 30 MHz zanedbatelné. Pravděpodobně bude nutná další optimalizace spínaných zdrojů, která rušení v tomto pásmu utlumí. Rušení v pásmu od 30 MHz do 100 MHz bylo zjištěno už při měření šumu okolí, nepochází tedy z napájecího zdroje.

3.2. Napájecí zdroj s MAX25600

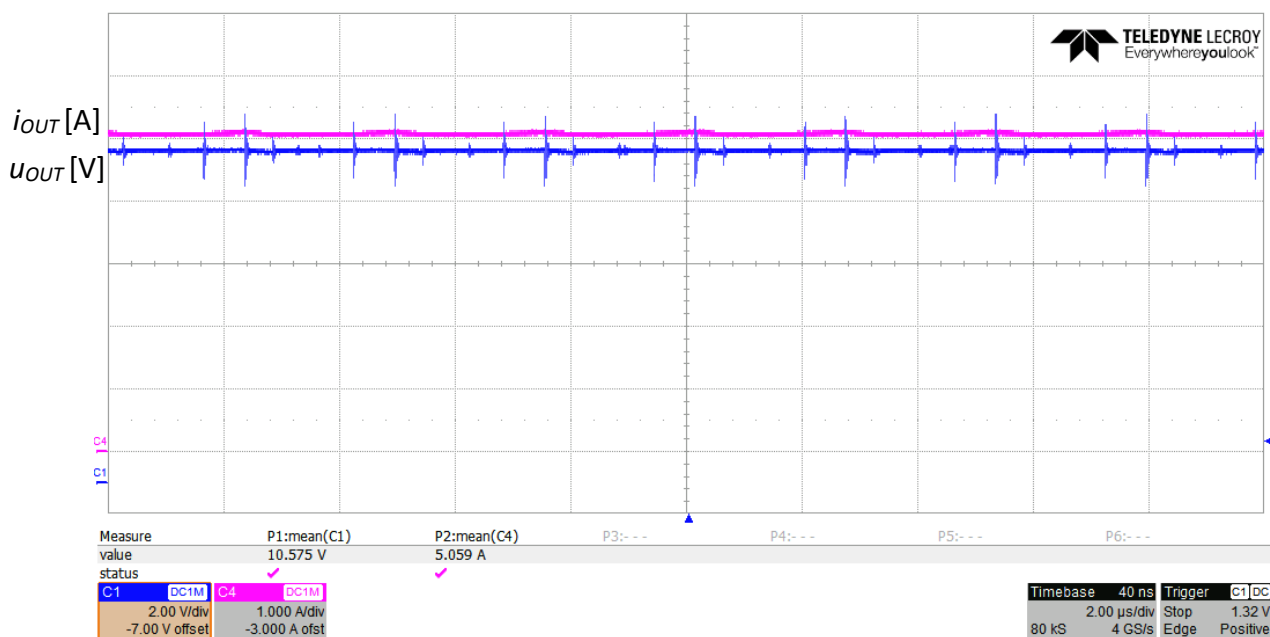
Druhý napájecí zdroj s integrovaným obvodem MAX25600 potřeboval více úprav. Bylo zapotřebí změnit vstupní i výstupní kapacity podle vypočítaných hodnot. Cívka byla připojena pomocí přidaných vodičů jako u předchozího zdroje. Tranzistory ve spínaném obvodu musely být také změněny. Další nutným zásahem bylo experimentální ladění kompenzačního obvodu. Použití vypočítané kapacity $C_{COMP} = 220 \text{ n}$ zapříčinilo slyšitelné pískání. Po snížení kompenzační

kapacity na $C_{COMP} = 100n$ slyšitelné pískání zmizelo. Vypočítaná hodnota odporu R_{COMP} zůstala zachována a funkce spínaného zdroje byla v plném rozsahu vstupního napětí stabilní.



Obr. 3.13. Foto oživeného a upraveného driveru MAX25600

3.2.1 Měření proudu a napětí LED

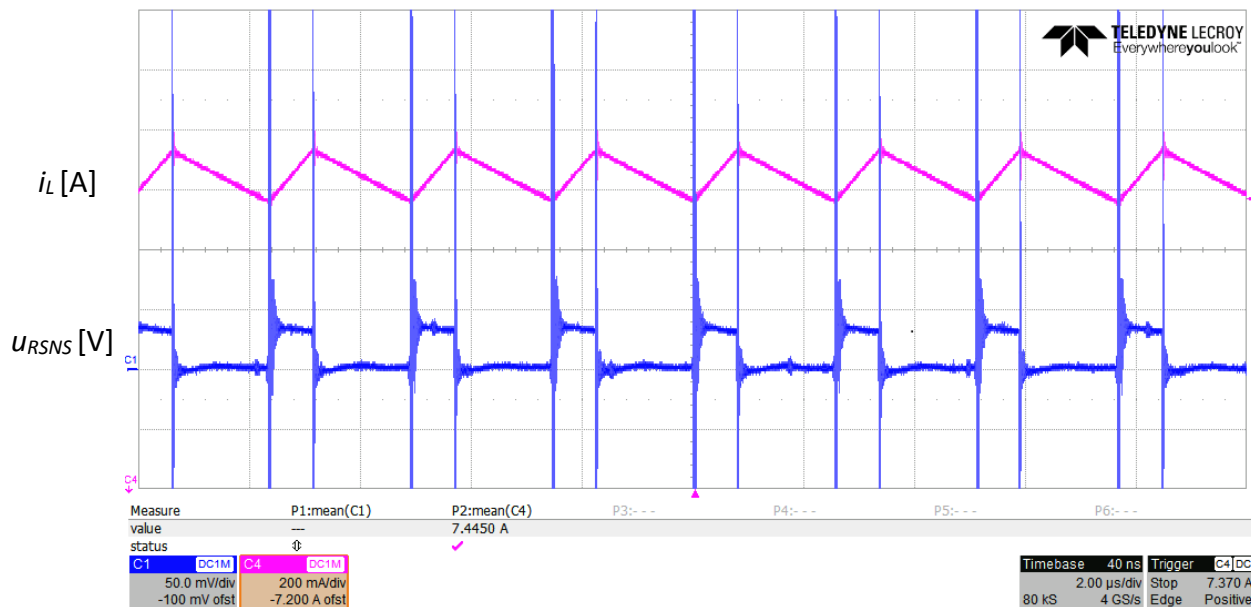


Obr. 3.14. Proud a napětí LED, spínaný zdroj s MAX25600

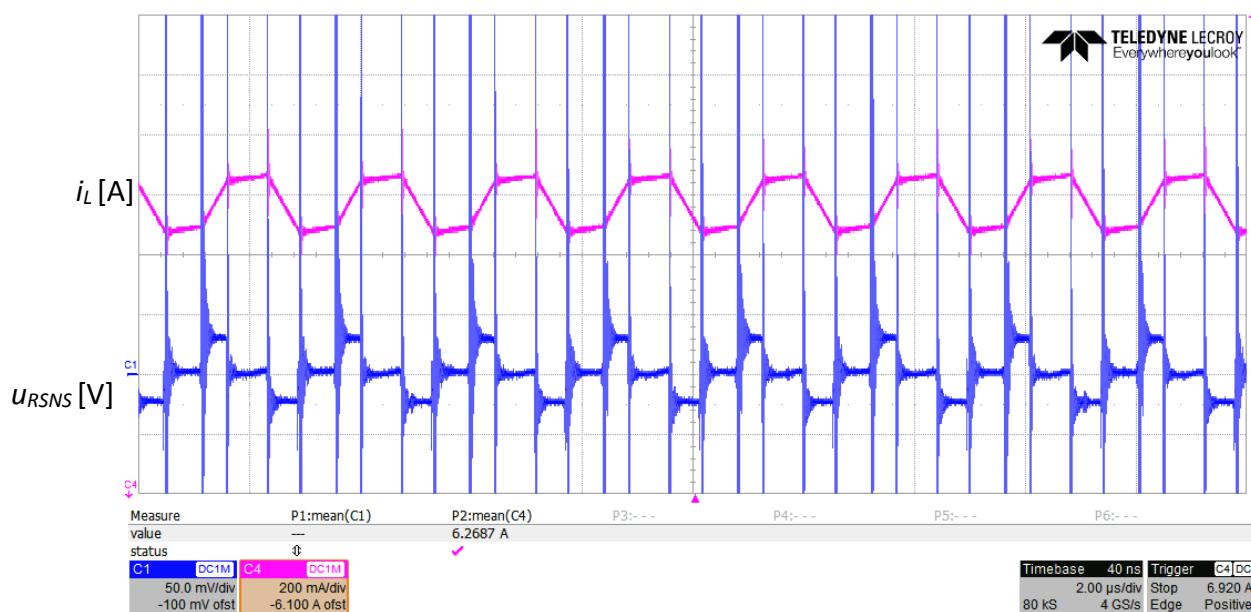
Po napájecího zdroje k laboratornímu zdroji bylo zjištěno, že výstupní parametry odpovídají předpokládaným hodnotám. Obrázek 3.14 ukazuje průběh proudu I_{LED} a napětí U_{LED} na výstupu napájecího zdroje s MAX25600. Při testování vstupního napětíového rozsahu byla potvrzena funkcionalita od 9 do 16 V. V celém rozsahu byl průběh proudu neměnný a stabilní, takže nastavení kompenzace frekvence je v pořádku i přes změnu kapacity kondenzátoru C_{COMP} . Změřená hodnota napětí $U_{LED} = 10,575$ V.

Zvlnění proudu i napětí je díky připojené výstupní kapacitě minimální.

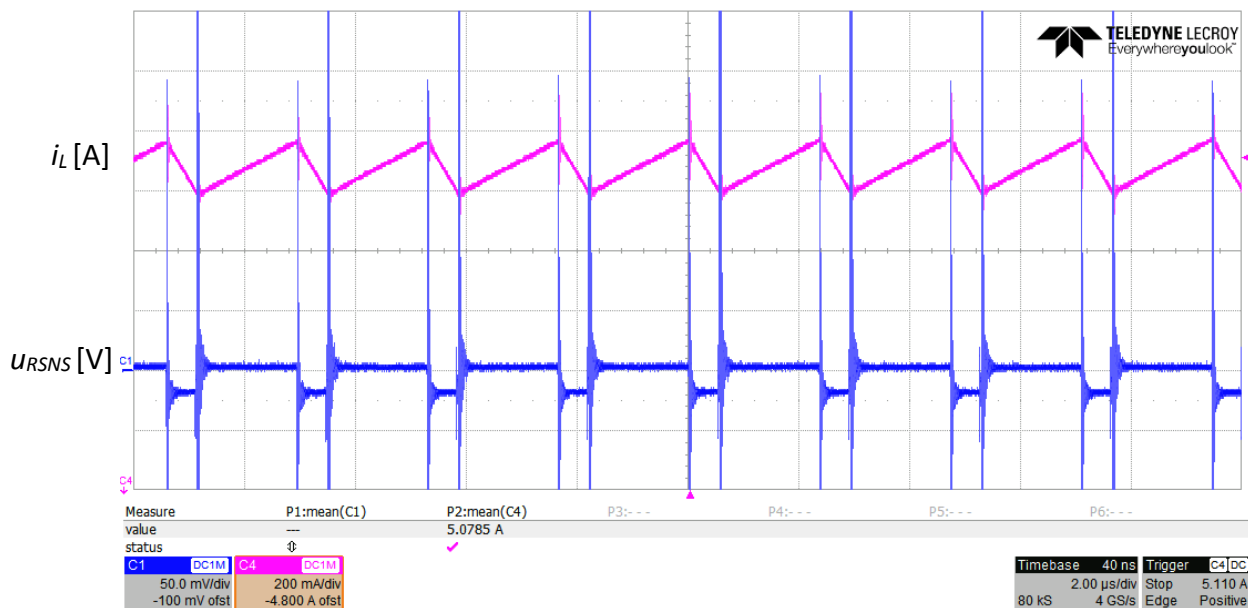
3.2.2 Měření proudu cívkou



Obr. 3.15. Proud cívkou, spínaný zdroj s MAX25600 při vstupním napětí 9 V.



Obr. 3.16. Proud cívkou, spínaný zdroj s MAX25600 při vstupním napětí 13,5 V



Obr. 3.17. Proud cívku, spínaný zdroj s MAX25600 při vstupním napětí 16 V

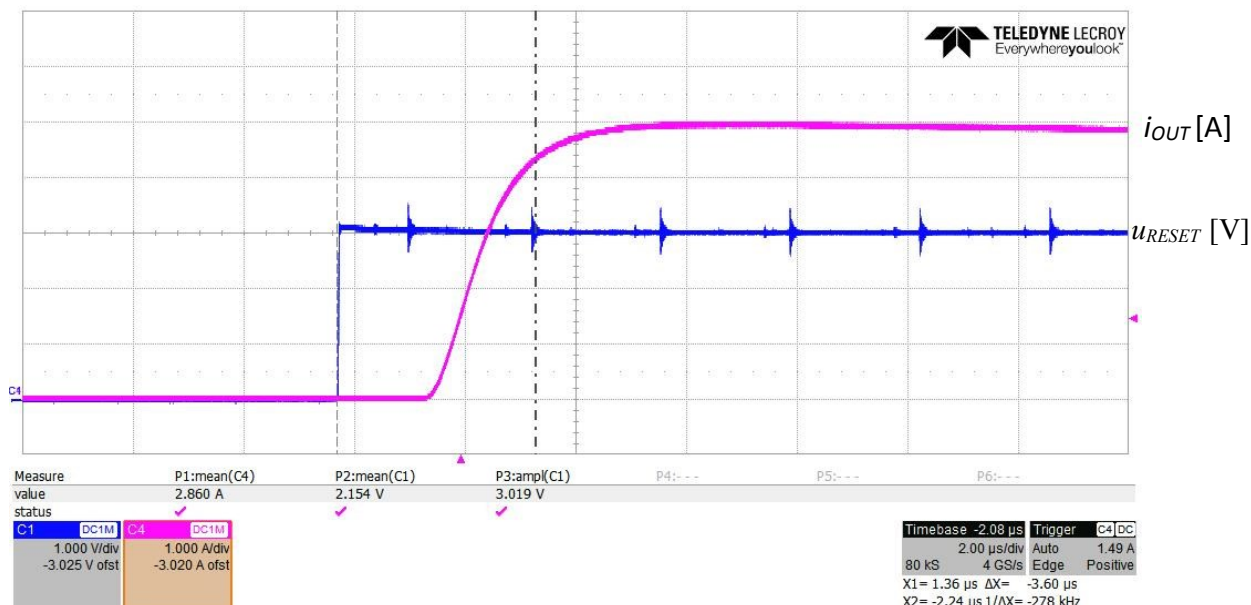
Velikost zvlnění proudu cívku u spínaného zdroje s MAX25600 je pro všechny napájecí napětí podobné, přibližně $\Delta I_L = 200 \text{ mA}$. Je to díky tomu, že výstupní napětí U_{LED} je přibližně uprostřed mezi minimálním a maximálním napětím. Relativní hodnota zvlnění je 2,7 %. Tak nízká hodnota zvlnění je dána použitím cívky s velkou indukčností.

Z měřených průběhů je vidět, že při 16 V, tedy v režimu Buck je proud tekoucí cívku roven hodnotě proudu $I_{LED} = 5 \text{ A}$. V režimu Boost je střední hodnota proudu cívku $I_L = 7,45 \text{ A}$, což přibližně odpovídá vypočítané hodnotě 6,67 A. Rozdíl mezi hodnotami může být způsoben tím, že při výpočtu nebyla v rovnici započítána účinnost spínaného zdroje.

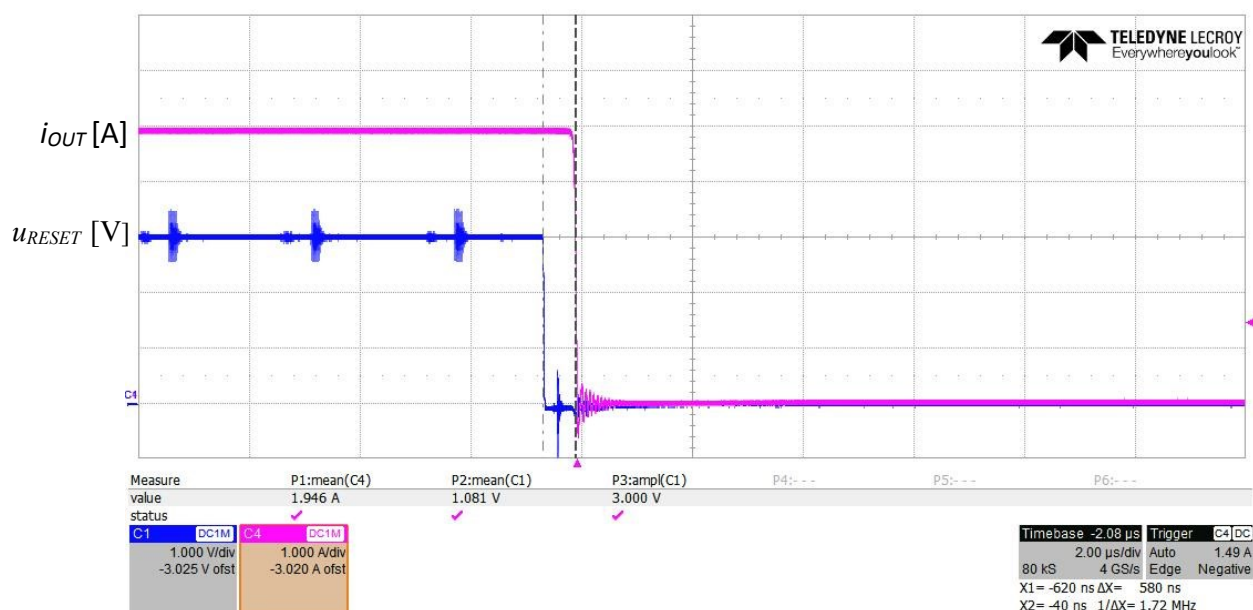
MAX25600 řídí spínací frekvenci na pevně nastavenou hodnotu, ve všech třech režimech je tedy stejná. Z grafu lze odečíst spínací frekvenci pomocí převrácené hodnoty jedné periody:

$$f_{sw} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2,4 \cdot 10^{-6}} = 417 \text{ kHz} \quad (3.1)$$

3.2.3 Měření rychlosti vypínání LED



Obr. 3.18. Průběh náběžné hrany při zapnutí LED, napájecí zdroj s MAX25600

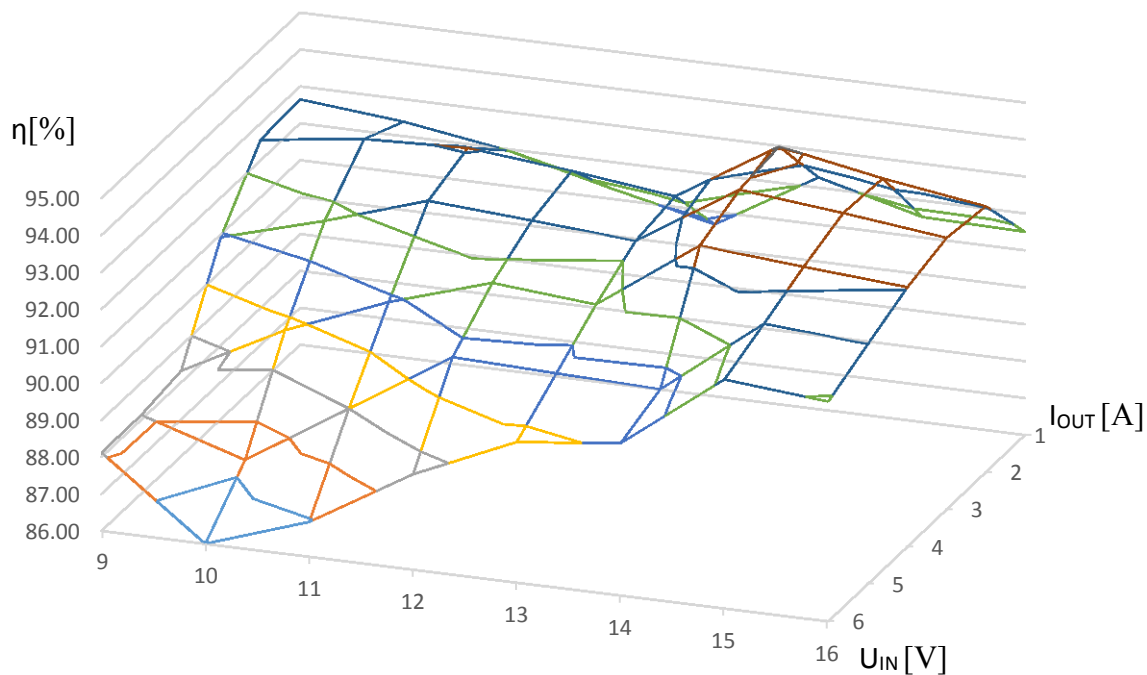


Obr. 3.19. Průběh sestupné hrany při vypnutí LED, napájecí zdroj s MAX25600

Na rozdíl od spínaných zdrojů s topologií Buck, kde je LED při vypínání zkratována, je tady LED pomocí tranzistoru od spínaného zdroje odpojována.

Potřebná doba vypnutí a zapnutí LED pod $1 \mu\text{s}$ u tohoto řešení byla splněna pouze při vypnutí LED. Doba skutečně naměřených hran byla $t_r = 3,6 \mu\text{s}$ a $t_f = 0,58 \mu\text{s}$.

3.2.4 Měření účinnosti

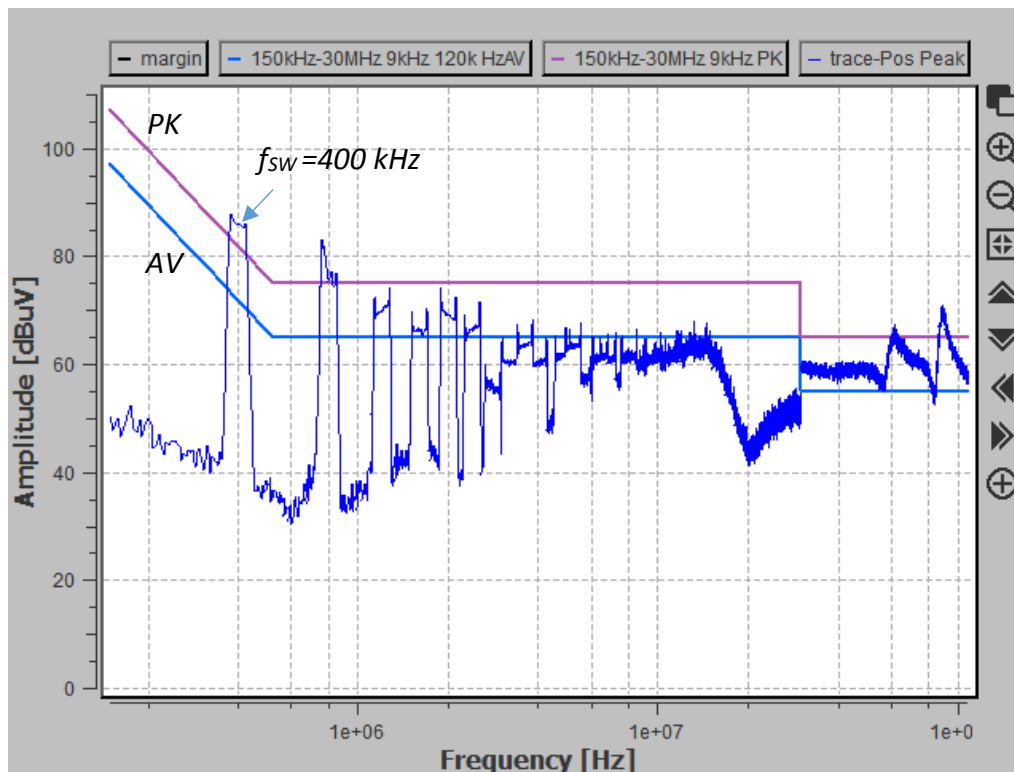


Obr. 3.20. Trojrozměrná charakteristika účinnosti, spínaný zdroj s MAX25600

Podle předpokladu by měla být účinnost spínaného zdroje s MAX25600 nejvyšší a to z důvodu jednostupňového spínaného zdroje, který je schopen přímo řídit LED. Pro požadovaný proud $I_{LED} = 5\text{ A}$ byla nejvyšší účinnost 92,69 % při vstupním napětí 15 V. Hodnota účinnosti, při typickém napětí autobaterie 13,5 V, byla 90,6 %.

Při vstupním napětí okolo 13 V spínaný zdroj přechází z režimu Buck-Boost do režimu Buck, což způsobuje skokové změny účinnosti, viz obrázek 3.20.

3.2.5 Měření množství vyzařovaného rušení

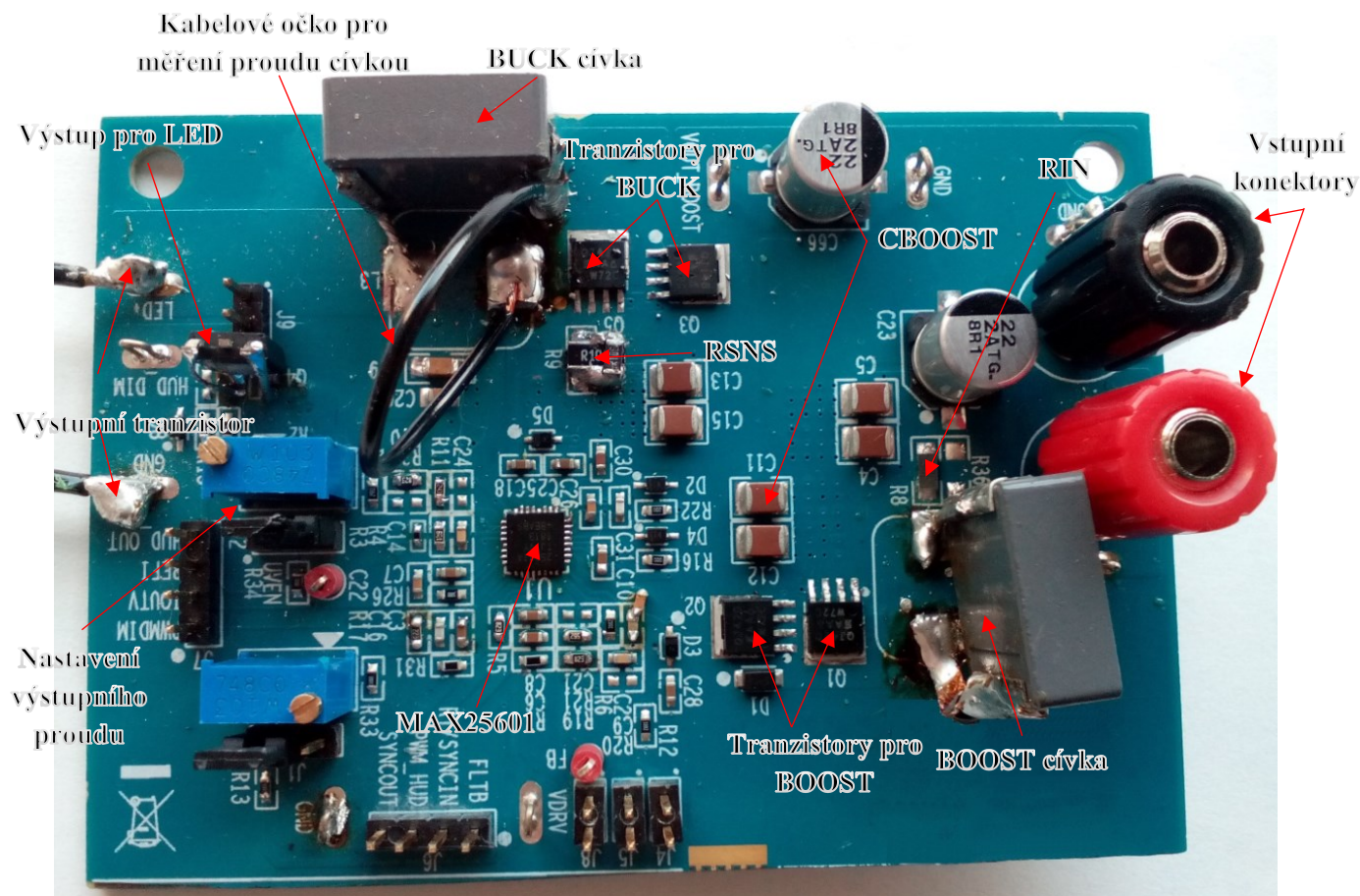


Obr. 3.21. Měřené rušení spínaného zdroje s MAX25600

Jak je vidět na obrázku 3.21, první harmonická složka spínací frekvence je okolo 400 kHz. Její rozptyl udává rozmítání, které je nastaveno pevně na hodnotu 6 %. Úroveň rušení ve vyšších frekvenčních pásmech nedosahuje úrovně spínací frekvence, proto bude potřeba potlačit hlavně rušení pocházející ze spínaného zdroje. Ve výsledcích se viditelně projevilo, že plošný spoj vývojového modulu je dvouvrstvý na rozdíl od čtyřvrstvého plošného spoje u napájecího zdroje s LM5175 a LM3409.

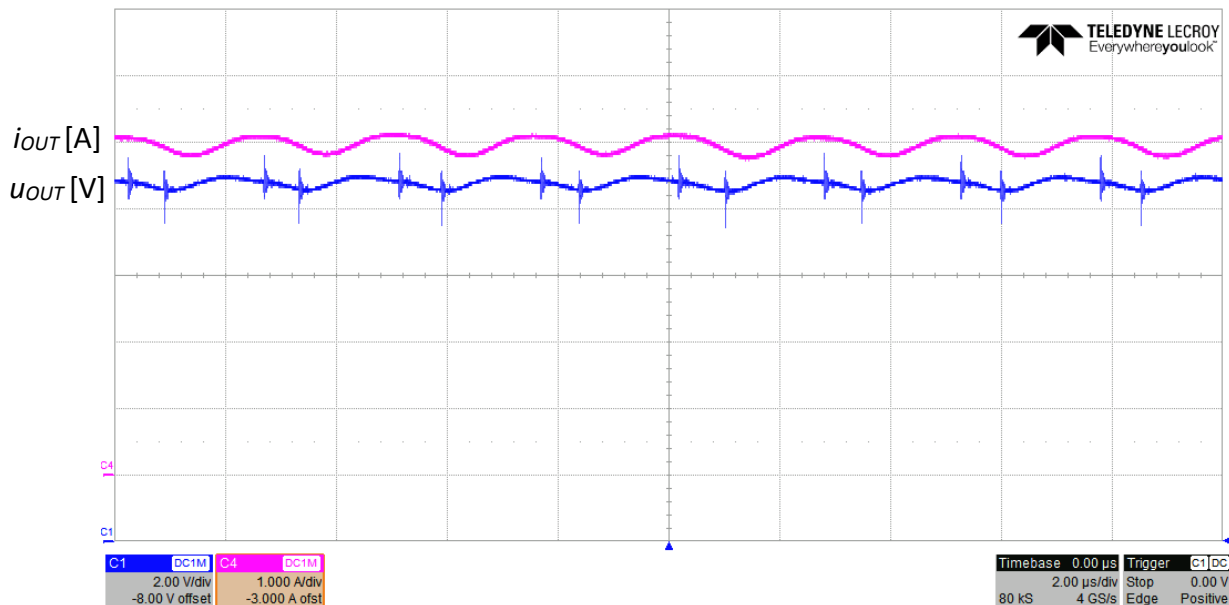
3.3. Napájecí zdroj s MAX25601

Napájecí zdroj s integrovaným obvodem MAX25601 vyžadoval změnu vstupní i výstupní kapacity podle vypočítaných hodnot. Cívka byla připojena pomocí přidanych vodičů a také tranzistory ve spínaném obvodu byly změněny. Časově náročné bylo nastavení kompenzačního obvodu. Nesprávná kompenzace se projevila zkreslením proudu cívkou, což zapříčinilo následné snížení účinnosti celého spínaného zdroje. Hodnoty součástek podle vzorového zapojení byly měněny experimentálně a nakonec byly vybrány hodnoty $R_{COMP} = 30k$ $C_{COMP1} = 10n$ a $C_{COMP2} = 100n$.



Obr. 3.22. Foto oživeného a upraveného driveru MAX25601

3.3.1 Měření proudu a napětí LED

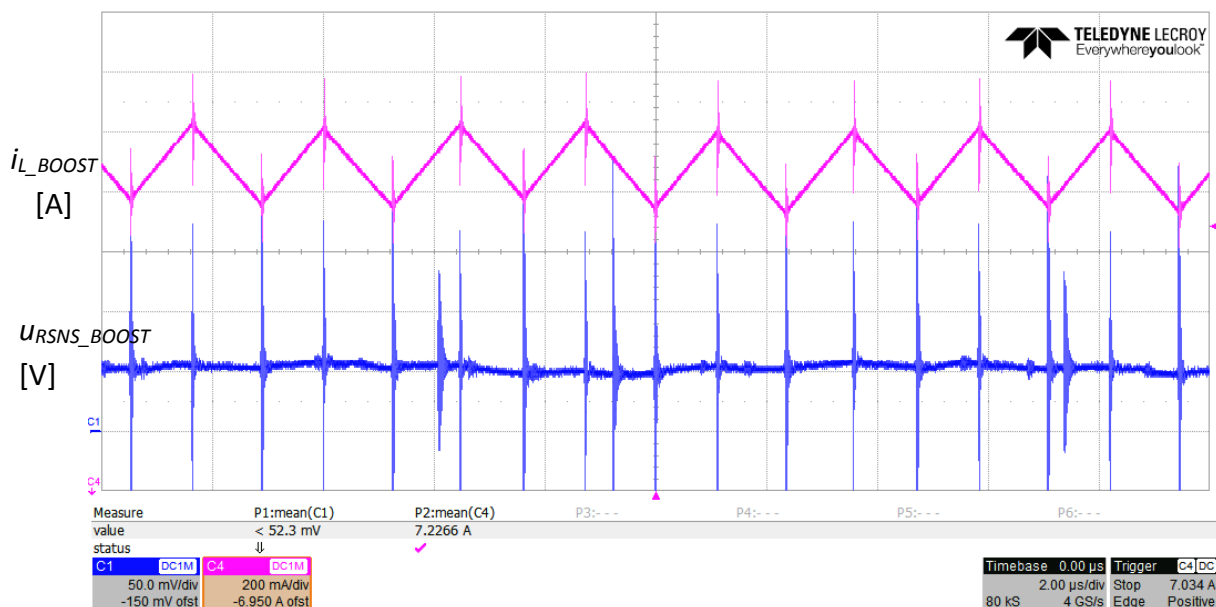


Obr. 3.23. Proud a napětí LED, spínaný zdroj s MAX25601

Funkce spínaného zdroje byla ověřena v celém rozsahu vstupních napětí. Obrázek 3.23 ukazuje průběh proudu I_{LED} a napětí U_{LED} na výstupu napájecího zdroje s MAX25601. Změřená hodnota napětí $U_{LED} = 10,8 \text{ V}$.

Absolutní hodnota zvlnění proudu, který teče přes LED, je stejná jako v případě prvního napájecího zdroje $\Delta I_{LED} = 400 \text{ mA}$. To odpovídá relativní hodnotě zvlnění 8 %.

3.3.2 Měření proudu cívkou



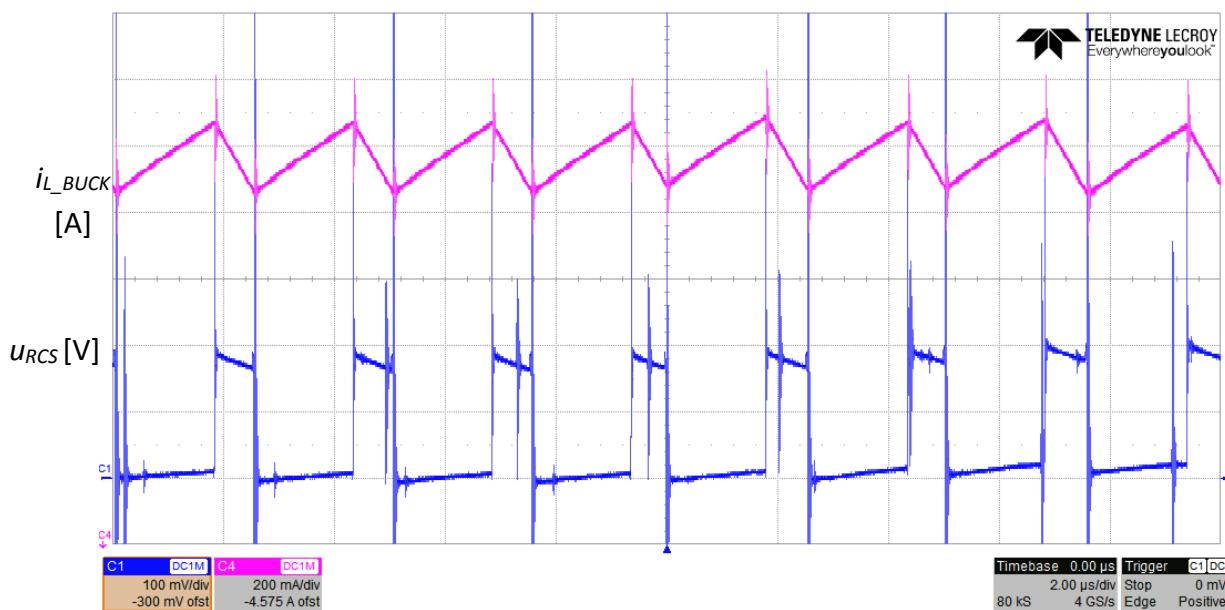
Obr. 3.24. Proud cívkou, spínaný zdroj Boost s MAX25601 při vstupním napětí 9 V

Velikost zvlnění proudu cívkou ve spínaném zdroji s topologií Boost je pro napájecí napětí 9 V $\Delta I_L = 230 \text{ mA}$, viz obr. 3.24. Střední hodnota proudu cívkou je $I_L = 7,23 \text{ A}$. To znamená, že relativní hodnota zvlnění je 3,2 %. Vypočítaná střední hodnota proudu cívkou pro stejné napětí je 7,71 A, což odpovídá vypočítané hodnotě.

Z průběhu lze po změření jedné spínací periody $2,4 \mu\text{s}$ vypočítat spínací frekvenci, která je přibližně 417 kHz.

$$f_{SWBOOST} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2,4 \cdot 10^{-6}} = 417 \text{ kHz} \quad (3.2)$$

Na obr. 3.24 je také vidět napětí na snímacím rezistoru.



Obr. 3.25. Proud cívkou, spínaný zdroj Buck s MAX25601

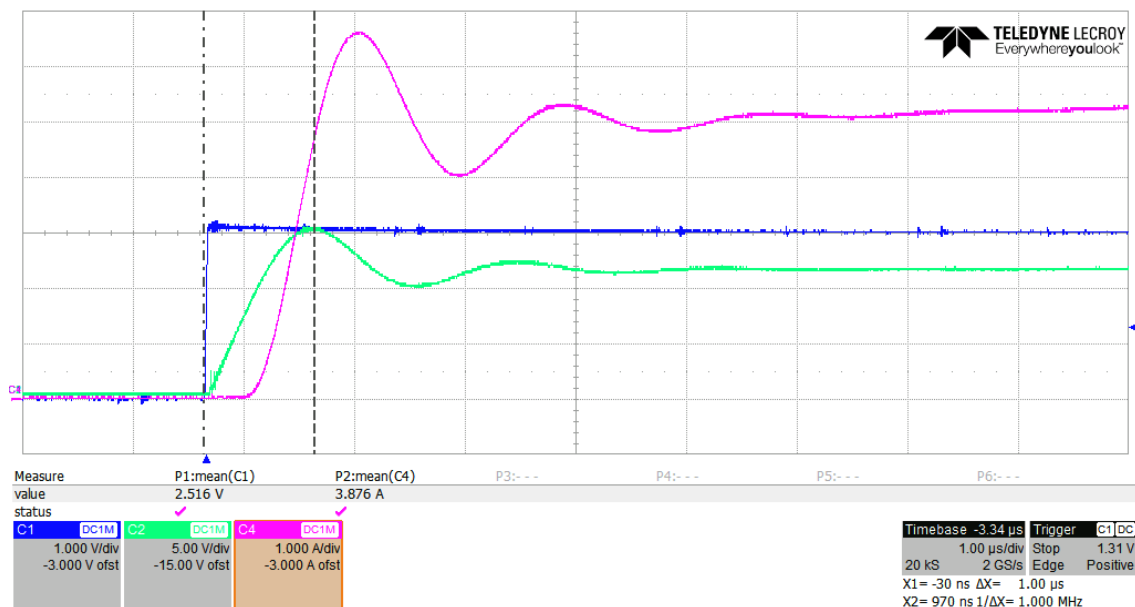
Proud cívkou ve spínaném zdroji s topologie Buck je stejný jako proud I_{LED} . Z obr 3.23 lze vyčíst, že absolutní hodnota zvlnění proudu je přibližně 200 mA, což při střední hodnotě $I_{LED} = 5 \text{ A}$ odpovídá relativní hodnotě zvlnění 4 %.

Z obrázku je také patrné, že proud I_{LED} se měří na tranzistoru, který supluje funkci diody, tedy při vybíjení cívky.

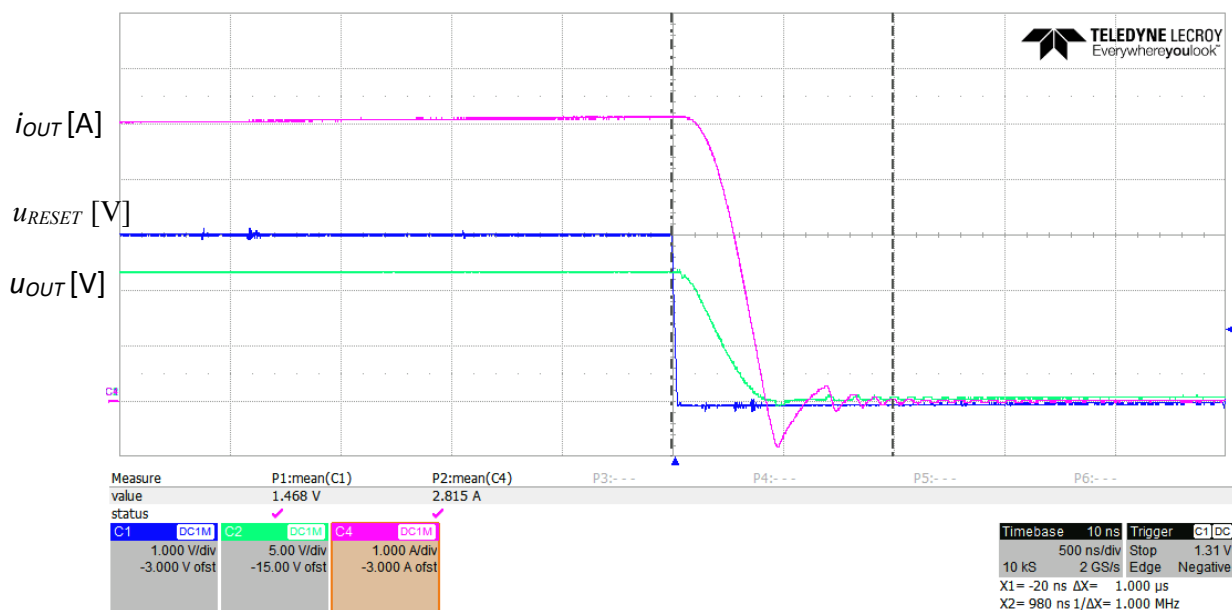
Z grafu lze odečíst spínací frekvenci pomocí převrácené hodnoty času jedné periody. Hodnota spínací frekvence f_{SWBUCK} se zdá být velmi podobná jako spínací frekvence $f_{SWBOOST}$, což není výhodné, protože může dojít k překrytí obou frekvencí a tedy kumulaci množství rušení.

$$f_{SWBUCK} = \frac{1}{T} = \frac{1}{2,4 \cdot 10^{-6}} = 417 \text{ kHz} \quad (3.3)$$

3.3.3 Měření rychlosti vypínání LED



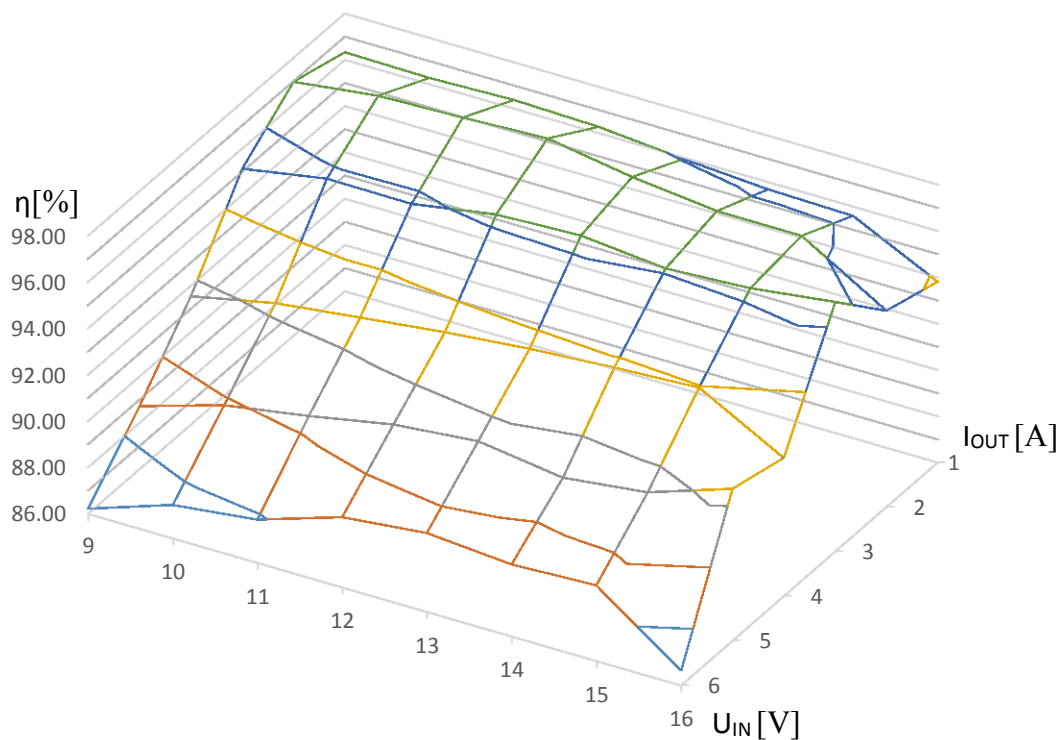
Obr. 3.26. Průběh náběžné hrany při vypnutí LED, napájecí zdroj s MAX25601



Obr. 3.27. Průběh sestupné hrany při vypnutí LED, napájecí zdroj s MAX25601

Potřebná doba vypnutí a zapnutí LED pod $1 \mu\text{s}$ byla splněna u náběžné i sestupné hrany. Skutečně změřené časy podle obr 3.26 a 3.27 jsou $t_r = 1 \mu\text{s}$ a $t_f = 0,4 \mu\text{s}$.

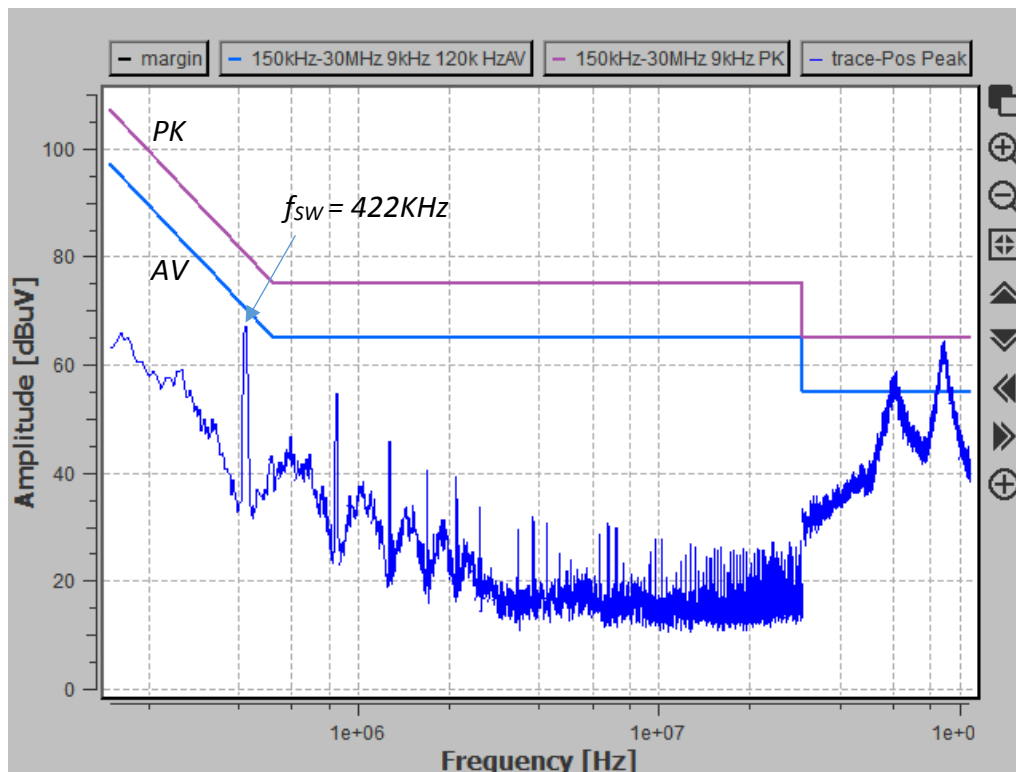
3.2.4 Měření účinnosti



Obr. 3.28. Trojrozměrná charakteristika účinnosti, spínaný zdroj s MAX25601

Účinnost napájecího zdroje s MAX25601 byla pro požadovaný proud $I_{LED} = 5$ A nejvyšší při vstupním napětí 13 V s hodnotou 91,45 %. Hodnota účinnosti, při typickém napětí autobaterie 13,5 V, byla 91,2 %. Zajímavá je účinnost při proudech I_{LED} okolo 2 A, která přesahuje 97 %.

3.3.5 Měření množství vyzařovaného rušení



Obr. 3.29. Průběh rušení spínaného zdroje s MAX25601 s vyznačenými základními limity.

Při změření frekvenčního spektra napájecího zdroje se potvrdilo podezření na překrytí spínacích frekvencí obou spínaných zdrojů. I přesto jsou výsledky měření uspokojivé, protože většina rušení ve frekvenčním pásmu od 30 MHz pochází z okolí a není vyzařováno ze spínaného zdroje. Snížení rušení bude potřebné u nízkých frekvencí do 1 MHz, výrazně by mohlo pomoci využití čtyřvrstvého plošného spoje. Použitý vývojový modul je pouze na dvou vrstvách.

4. Vyhodnocení

Po oživení a během ověřování funkce všech tří napájecích zdrojů bylo zjištěno, že naměřené hodnoty odpovídají předem vypočítaným hodnotám. Na průbězích proudu spínacích cívek bylo dokázáno, že zvlnění proudu se liší maximálně o 13 %, což ukazuje na dobrou shodu mezi návrhem a skutečností. Rozdíl byl pravděpodobně způsoben tím, že napětí na připojené LED bylo nižší, než definoval výrobce.

Výběr nejvhodnějšího napájecího zdroje pro definovanou LED není jednoznačný, protože každý z nich přináší výhody, ale zároveň i nevýhody.

Při měření se potvrdilo, že nejhorší účinnosti dosahuje napájecí zdroj s LM5175 a LM3409. Již zmiňovaný důvod je ten, že napájecí zdroj obsahuje jednočinný spínací zdroj, který navíc používá MOSFET tranzistor s nepříznivou polaritou P. Podle tabulky 4.1 je vidět, že účinnost je o 4 – 5 % nižší než u zbývajících napájecích zdrojů. Zmíněné výkonové ztráty vyžadují chlazení 3 W ztrátového tepla. Překvapivě nejlepšího výsledku dosáhl dvoustupňový napájecí zdroj s integrovaným obvodem MAX25601. V pracovních podmínkách dosahuje účinnosti 91,2 %.

Nejnižšího zvlnění proudu I_{LED} dosáhl napájecí zdroj s MAX25600 díky topologii spínacího zdroje, ke které mohla být připojena velká výstupní kapacita. Kapacita však vyžaduje také jiný princip rychlého vypínání LED, který je důvodem toho, že tento napájecí zdroj nesplnil požadavky na maximální dobu náběžné a sestupné hrany. Doba zapnutí LED byla $3,6 \mu s$, což je výrazně více, než bylo požadováno. Napájecí zdroj by výrazně omezil funkcionalitu DMD kvůli snížení kontrastu světla.

Napájecí zdroje s LM5175+LM3409 i MAX25601 splňují všechny požadavky pro použití v DMD modulu, rozhodující kritérium tak může být právě výrazný rozdíl v účinnosti. MAX25601 je příznivější také s ohledem na množství vyzařovaného rušení, protože se chová výrazně lépe v oblasti středních frekvencí okolo 30 MHz. Lze přihlídnout také k faktu, že vývojový modul s integrovaným obvodem MAX25601 je realizován na dvouvrstvé desce, takže se nabízí další snížení rušení.

Tab. 4.1. Souhrn porovnávaných vlastností jednotlivých spínacích zdrojů

	LM5175+LM3409	MAX25600	MAX25601
Zvlnění proudu I_{LED}	8%	$\approx 1 \%$	8%
Účinnost při 13,5 V	86,5 %	90,6 %	91,2 %
Doba náběžné hrany	$0,1 \mu s$	$3,6 \mu s$	1μ
Doba sestupné hrany	$0,25 \mu s$	$0,58 \mu s$	$0,4 \mu s$
Počet tranzistorů ve spínacím zdroji	5	4	4
Počet cívek ve spínacím zdroji	2	1	2
Počet vrstev na desce plošných spojů	4	2	2
EMC	Dobré výsledky	Nejhorší výsledky	Nejlepší výsledky

Na základě uvedených argumentů byl jako nejvhodnější varianta vybrán napájecí zdroj s integrovaným obvodem MAX25601.

5. Závěr

Cílem diplomové práce bylo najít nejvhodnější řešení napájecího zdroje výkonové LED pro aplikaci v DMD modulu umístěného ve světlometu. Ze získaných poznatků bylo vyhodnoceno, že nejvhodnější variantou bude integrovaný obvod MAX25601, protože splňuje dané požadavky na rychlost vypínání LED. Jeho výkonová účinnost byla nejvyšší a vyzařované rušení se zdá být potenciálně nejpříznivější i přes to, že se nepodařilo nastavit správně spínací frekvence u obou spínaných zdrojů. V důsledku dochází ke kumulaci rušení kvůli překrývání spínacích frekvencí. Zároveň tento zdroj obsahuje srovnatelné množství komponentů jako oba zbývající napájecí zdroje, takže ani jeho cena nebude příliš vysoká.

V zadání je zmíněno, že budou navrženy a otestovány napájecí zdroje s integrovanými obvody LM5175+LM3409, TLD5190 a MAX25600. Integrovaný obvod TLD5190 od výrobce Infineon má stejnou topologii jako MAX25600. Kvůli stejné topologii a podobným očekávaným výsledkům nakonec nebyl důvod pro jeho testování. Proto byl obvod TLD5190 nahrazen integrovaným obvodem MAX25601, který se zdál být přínosnější díky jiné topologii a jinému konceptu vypínání LED. Všechny tři napájecí zdroje se podařilo plnohodnotně oživit a detailně změřit jejich parametry. Napájecí zdroj MAX25600 nesplnil jeden požadavek na dobu zapnutí LED při resetování zrcátek na DMD čipu, nicméně i tak je jeho použití možné. Díky dosažení těchto výsledků bylo zadání splněno v plném rozsahu.

Největším přínosem diplomové práce je počáteční výběr konkrétního integrovaného obvodu, na který se zaměří další vývoj. Nejdůležitější částí dalšího vývoje bude řešení požadavků na elektromagnetickou kompatibilitu, aby mohl být napájecí zdroj v budoucnu aplikován pro řízení LED v DMD modulu. Osobním přínosem bylo fyzické ověření několika spínaných zdrojů a pochopení jejich funkce v topologii H můstek, který dokáže autonomně pracovat ve třech režimech, podle připojeného napájecího napětí.

Oživování spínaných zdrojů vyžadovalo mnoho experimentování s nastavováním regulačních smyček a kompenzačních obvodů na základě měření proudů uvnitř spínaného zdroje. V rámci dalšího zkoumání navržených napájecích zdrojů je možné dále zrychlovat časy náběžné a sestupné hrany při vypínání LED. Nabízí se například použití tranzistorů s horšími statickými parametry za účelem snížení kapacity hradla, která by umožnila rychlejší otevření tranzistoru. Zajímavé by mohlo být také porovnání stejných napájecích zdrojů se stejným počtem vrstev desky plošných spojů.

6. Seznam použité literatury

- [1] GACIO, D., A. J. CALLEJA, J. GARCIA, J. RIBAS a M. RICO-SECADES. *Suitable Switching Converter Topologies for Automotive Signal Lamps and Headlamps Using Power LEDs*. In: 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting [online]. IEEE, 2008, 2008, s. 1-7 [cit. 2019-04-12]. DOI: 10.1109/08IAS.2008.258. ISBN 978-1-4244-2278-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4659046/>
- [2] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. 1. vyd. Praha: BEN, 2001. ISBN 80-7300-045-8.
- [3] The Role of Slope Compensation in Current-Mode-Controlled Voltage Regulators | DigiKey . *DigiKey Electronics Hungary | Free Delivery On Orders Over 15 000,00 Ft* [online]. Copyright © 1995 [cit. 12. 04. 2019]. Dostupné z: <https://www.digikey.hu/en/articles/techzone/2015/jan/the-role-of-slope-compensation-in-current-mode-controlled-voltage-regulators>
- [4] Switching Regulator Basics: Bootstrap | Basic Knowledge | *ROHM TECH WEB: Technical Information Site of Power Supply Design. ROHM Semiconductor's Micro* Site [online]. Dostupné z: https://micro.rohm.com/en/techweb/knowledge/dcdc/dcdc_sr/dcdc_sr01/829
- [5] Texas Instruments Incorporated. [online katalogový list]. LM5175-Q1. © 2016 [cit. 12. 4. 2019]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5175-q1.pdf>
- [6] Texas Instruments Incorporated. [online katalogový list]. LM3409-Q1. © 2016 [cit. 12. 4. 2019]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3409.pdf>
- [7] Texas Instruments Incorporated. [online katalogový list]. UCC27511A-Q1. © 2014 [cit. 12. 4. 2019]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27511a-q1.pdf>
- [8] Maxim Integrated. [katalogový list]. MAX25600. [cit. 12. 4. 2019]. Neveřejný dokument pro firemní potřeby, bude vydán v blízké době.
- [9] Maxim Integrated. [katalogový list]. MAX25601. [cit. 12. 4. 2019]. Neveřejný dokument pro firemní potřeby, bude vydán v blízké době.
- [10] Nichia Corporation. [katalogový list]. NV3W470A. [cit. 12. 4. 2019]. Neveřejný dokument pro firemní potřeby, bude vydán v blízké době.
- [11] VW TL81000. Electromagnetic Compatibility of Automotive Electronic Components. [cit. 12. 4. 2019]. Volkswagen, 2016, 104s. Třídící znak 8MD00
- [12] BÖHM, Richard. *Řídící jednotka Full-LED světlometu s DC/DC měničem*. Ostrava, 2016. Diplomová práce. Technická univerzita Ostrava. Fakulta elektrotechniky a informatiky.

7. Seznam příloh

Příloha č. I. – *Příloha na CD/DVD* – **Účinnost měničů**

Příloha č. II. – *Příloha na CD/DVD* – **Úvodní list MAX25600**

Příloha č. III. – *Příloha na CD/DVD* – **Úvodní list MAX25601**

Příloha č. IV. – *Příloha na CD/DVD* – **Úvodní list NV3W470A**